

24
STRONY

PRAKTYCZNY

ELEKTRONIK

NR IND 372161

cena 9000zł

PAŹDZIERNIK **NR 3**

Decybel – teoria i praktyka

Wszyscy interesujący się elektroniką zetknęli się w swojej praktyce amatorskiej z pojęciem decybel. Jednostka ta jest używana bardzo często do opisu: dynamiki, wzmacnienia, czułości, szerokości pasma, zysku energetycznego, poziomu sygnału, natężenia dźwięku, ciśnienia akustycznego i wielu innych wielkości. Artykuł ten ma na celu zapoznanie Czytelnika z tą jednostką.

W celu ułatwienia pomiarów i obliczeń różne wielkości fizyczne przedstawiane są w logarytmicznych jednostkach względnych. Jednostka podstawowa jest bel [B], a jej pochodną, częściej używaną decybel [dB] – jedna dziesiąta bel. Skala logarytmiczna jest wygodna z trzech powodów:

- umożliwia objęcie bardzo szerokiego zakresu wielkości mierzonych
- jest zbieżna ze skalą odczuwania zjawisk przez zmysły ludzkie (słuch, wzrok)
- ułatwia obliczenia zastępując mnożenie wielkości dodawaniem ich logarytmów

Cechą charakterystyczną tej skali jest to, że nie określa ona wartości bezwzględnej wielkości mierzonej, a tylko podaje stosunek dwóch wielkości.

Matematyczną podstawą układu decybelowego są logarytmy dziesiętne. Punktem wyjścia w elektronice jest zaś stosunek mocy, obliczany ze wzoru:

$$N[dB] = 10 \log \frac{P_1[W]}{P_2[W]}$$

Jeżeli moce P_1 i P_2 są wydzielane na rezystancji o tej samej wartości, to możemy podać liczbę decybeli dla odpowiednich napięć i prądów:

$$N[dB] = 20 \log \frac{U_1[V]}{U_2[V]} = 20 \log \frac{I_1[A]}{I_2[A]}$$

W praktyce warunek równości rezystancji, na których wydzielana jest moc, jest często świadomie pomijany, gdyż podstawowe znaczenie ma wartość napięcia, a nie mocy.

Znak umieszczony przed liczbą decybeli informuje, która z wielkości mierzonych jest większa. W przypadku, gdy $U_1 > U_2$ to stosunek tych napięć wyrażony w decybelach jest liczbą dodatnią, w przeciwnym wypadku zaś liczbą ujemną. Dla $U_1 = U_2$ liczba decybeli wynosi zero.

Chcąc podać wartość bezwzględną jakiejś wielkości elektrycznej (napięcie, moc, prąd) w dB posługujemy się odpowiednią jednostką odniesienia. Jest nią moc jednego miliwata 1 mW, wydzielająca się na rezystancji 600 omów. Przeliczając to na poziom napięcia odniesienia otrzymujemy wartość $U_0 = 0,775V$. Tak więc bezwzględny poziom napięcia U_X obliczamy ze wzoru:

$$n[dB] = 20 \log \frac{U_X[V]}{U_0[V]}$$

Poziom ten jest często oznaczany w jednostkach dBm.

Dla zilustrowania naszych rozważań przedstawimy kilka przykładów:

Przykład 1

Obliczyć wzmacnienie napięciowe wzmacniacza mocy, którego napięcie wejściowe wynosi $U_{we} = 500mV$, napięcie wyjściowe $U_{wy} = 15,8V$.

$$k_u = 20 \log \frac{U_{wy}}{U_{we}} = 20 \log \frac{15,8V}{0,5V} = 20 \log 31,6 = 30dB$$

Przykład 2

Podać bezwzględny poziom napięcia wejściowego i wyjściowego wzmacniacza z przykładu 1.

$$n_{we}[dB] = 20 \log \frac{U_{we}}{U_0} = 20 \log \frac{0,5V}{0,775V} = 20 \log 0,645 = -3,8dB$$

$$n_{wy}[dB] = 20 \log \frac{U_{wy}}{U_0} = 20 \log \frac{15,8V}{0,775V} = 20 \log 20,387 = 26,2dB$$

Różnica bezwzględnych poziomów napięć wyjściowego i wejściowego powinna dać wzmacnienie wzmacniacza w dB.

$$n_{wy}[dB] - n_{we}[dB] = 26,2 - (-3,8) = 30dB$$

Otrzymana wartość wzmacnienia jest zgodna z wynikiem przykładu pierwszego.

Jak już wyżej pokazano na decybelach można wykonywać operacje dodawania i odejmowania algebraicznego, co odpowiada mnożeniu i dzieleniu wielkości mierzonych.

Przykład 3

Pomiędzy dwa wzmacniacze o wzmacnieniu $k_{u1} = 10dB$ i $k_{u2} = 16dB$ włączony jest dzielnik rezystancyjny o tłumieniu $k_{u3} = -12dB$. Obliczyć wypadkowe wzmacnienie układu.

$$K_u = k_{u1} + k_{u2} + k_{u3} = 10dB + 16dB + (-12dB) = 14dB$$

Do obliczania wartości logarytmów najwygodniej stosować kalkulator inżynierski, lub w przypadku jego braku tablice matematyczne. Ze względów praktycznych warto jednak zapamiętać pewne wartości stosunków napięć wyrażone w dB.

U_1/U_2 [V/V]	U_1/U_2 [dB]
0,1	-20
0,316	-10
0,5	-6
0,707	-3
1,414	+3
2	+6
3,16	+10
10	+20

Pamiętając te proste zależności łatwo obliczyć (w sposób przybliżony) np. wzmacnienie wzmacniacza.

dalszy ciąg tekstu na str. 16

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

PAŹDZIERNIK NR 3/92

SPIS TREŚCI

Decybel – teoria i praktyka	2
Detektor zera	4
Transkoder SECAM–PAL część II	5
Nietypowe zastosowania układu UAA 180 (A 277D)	9
Analizator widma sygnału akustycznego	11
Korektor graficzny – potencjometry elektroniczne	16
Automatyczny przełącznik sygnałów video	19
Regulacja skosu głowicy w magnetofonie z wykorzystaniem miernika fazy	21

W NASTĘPNYM NUMERZE:

Alarm samochodowy
Korektor graficzny – sterowanie elektroniczne
Ozdoby choinkowe
Pomiary napięć
Regulacja prądu podkładu w magnetofonach

Płytki drukowane wysyłane są w terminie do dwóch tygodni za zaliczeniem pocztowym. Koszt wysyłki 15000 zł.

Wydawca ARTKELE – Zielona Góra

Ogłoszenia i Reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto ELEKTRA – ZAKŁAD ELEKTRONICZNY ul. Olbrychta 10 Zielona Góra, BANK SPÓŁDZIELCZY Zielona Góra nr 997283-102847-136-61.

Ceny:

- 1 cm² ogłoszenia ramkowego 6000 zł (najmniejsze ogłoszenie 15 cm²)
- ogłoszenia drobne do 40 słów 4000 zł za słowo

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść ogłoszenia.

Adres:

Redakcja "Praktyczny Elektronik"
ul. Olbrychta 10
tel. 58-84, 43-12
65-001 Zielona Góra,

Red. Naczelny inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczone w "Praktycznym Elektroniku" mogą być wykorzystywane wyłącznie dla potrzeb własnych. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów "Praktycznego Elektronika" – możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Detektor zera

Podczas odbioru programów radiowych UKF-FM istotnego znaczenia dla wysokiej jakości dźwięku i małych zniekształceń nieliniowych nabiera dokładne dostrojenie tunera do częstotliwości stacji nadawczej. Ma to na celu zapewnienie poprawnej pracy demodulatora FM. W przeciwnym wypadku wzrasta poziom harmonicznych nieparzystych, na które słuch ludzki jest szczególnie wrażliwy. Do precyzyjnego dostrojenia służą tzw. detektory zera.

Nazwa detektor zera pochodzi z czasów kiedy stosowano stosunkowo demodulatory FM. W takich demodulatorach w przypadku precyzyjnego dostrojenia się do częstotliwości stacji nadawczej składowa stała napięcia wyjściowego wynosiła 0 V. W nowoczesnych układach demodulatorów kwadraturowych napięcie stałe na wyjściu jest w przypadku dostrojenia równe napięciu referencyjnemu, dostępnemu z reguły na jednej z nóżek układu scalonego demodulatora. Tak więc układ służy do porównywania dwóch napięć statycznych. Istotną sprawą jest też wskazanie, w którą stronę należy stroić radio, aby uzyskać stan dokładnego dostrojenia. Dostępność, oraz niska cena poczwórnych wzmacniaczy operacyjnych umożliwiły zaprojektowanie prostego, ale zarazem bardzo dokładnego detektora zera. Ciekawostką może być fakt, że do zbudowania układu wystarczą rezystory o dwóch wartościach.

Opis układu

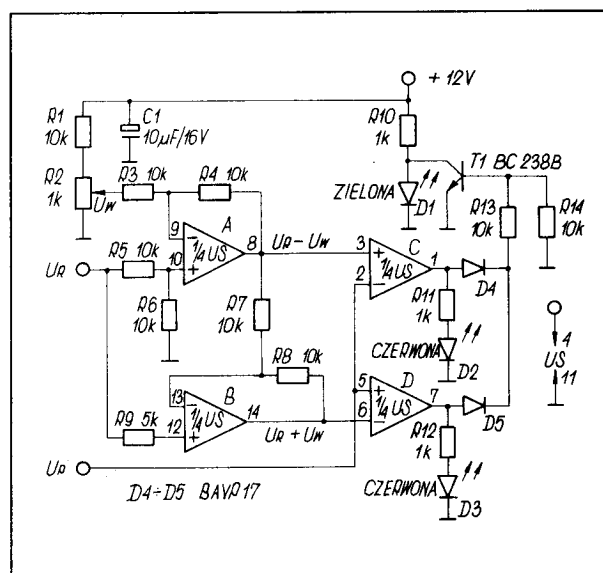
Wzmacniacze operacyjne A i B pracują w układzie wzmacniaczy różnicowych. Wzmocnienie wzmacniacza A dla napięcia referencyjnego U_R doprowadzonego z demodulatora FM równe jest jednoci, a dla napięcia pobieranego z potencjometru R2 wzmocnienie wynosi minus jeden. Tak więc na wyjściu wzmacniacza otrzymujemy napięcie równe: $1 \cdot U_R + (-1 \cdot U_W) = U_R - U_W$. Napięcie to podawane jest na wejście wzmacniacza B, którego wzmocnienie wynosi minus jeden. Natomiast napięcie referencyjne podlega dwukrotnemu wzmocnieniu przez ten wzmacniacz. Zatem na wyjściu otrzymujemy napięcie równe: $-1 \cdot (U_R - U_W) + 2 \cdot U_R = U_R + U_W$.

Jak widać z powyższych wzorów napięcia na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych A i B mają wartość napięcia referencyjnego U_R pomniejszonego i powiększonego o wartość napięcia U_W regulowanego potencjometrem R2.

Wyjścia wzmacniaczy operacyjnych A i B połączone są z układem dyskryminatora okienkowego zrealizowanego na wzmacniaczach C i D. Do dyskryminatora doprowadzone jest także napięcie pomiarowe (składowa stała) z wyjścia demodulatora FM w tunerze.

Jeżeli napięcie U_P jest mniejsze od napięcia $U_R - U_W$ to wyjście wzmacniacza D jest w stanie

wysokim. Świeci wówczas dioda D3. W przypadku gdy napięcie U_P jest większe od napięcia $U_R + U_W$, to wyjście wzmacniacza C jest w stanie wysokim, towarzyszy temu świecenie diody D2. W obu tych przypadkach tranzystor T1 jest w stanie nasycenia, co w efekcie daje brak świecenia diody D1. Diody krzemowe D4 i D5 wraz z rezystorem R13 stanowią układ sumatora stanów na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych C i D.



Rys. 1 Schemat ideowy detektora zera

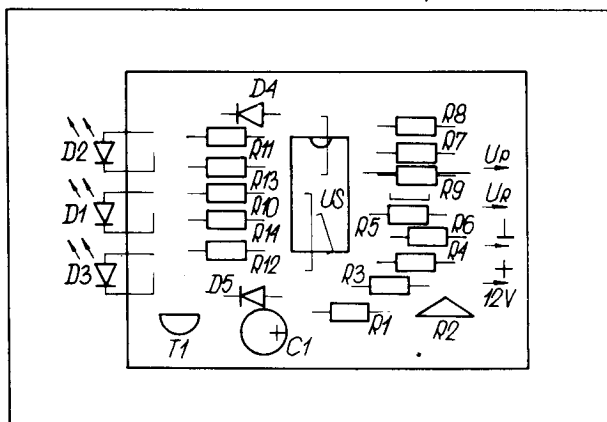
Dla wartości napięcia U_P mieszczącego się w przedziale $U_R - U_W < U_P < U_R + U_W$ wyjścia obu wzmacniaczy są w stanie niskim. Tranzystor T1 jest w związku z tym zablokowany i świeci się dioda D1.

Układ sygnalizuje więc zapaleniem się diody D1 zrównanie się napięć U_P i U_R z tolerancją zależną od wartości napięcia U_W , które może być regulowane potencjometrem R2. Ponadto diody D2 i D3 informują o tym, czy napięcie U_P jest większe lub mniejsze od napięcia U_R .

Montaż i uruchomienie

Układ zmontowano na płytce drukowanej, na której przewidziano miejsce na wlutowanie diod D1, D2, D3. Można je umieścić pionowo lub na płask lutując do "listków" od strony druku. Innym ciekawym rozwiązaniem jest zamontowanie diod we wskazówce tunera. Wystarczy wówczas cztery przewody do połączenia diod z płytką drukowaną, gdyż wszystkie diody mają katody na masie.

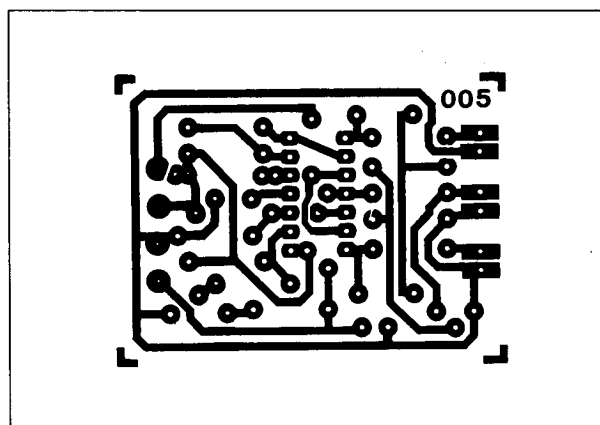
Zaznaczona na schemacie wartość rezystora R9 wynosi 5 kΩ, jednakże taka wartość nie występuje w szeregu E24. Otrzymuje się ją łącząc równolegle dwa rezystory o wartości po 10 kΩ każdy. Na płytce drukowanej przewidziano na nie miejsce.



Rys. 2 Rozmieszczenie elementów

Podłączenia detektora zera do demodulatora FM zbudowanego na układzie scalonym TDA 1200 (UL 1200 CEMI) dokonuje się następująco. Wejście U_R łączymy z nóżką 10 układu TDA 1200, a wejście U_P z nóżką 7. Potencjometrem R2 regulujemy napięcie U_W w taki sposób, aby czułość układu nie była zbyt duża tzn. aby strojąc tuner można było łatwo uzyskać stabilny stan świecenia diody D1. Położenie diod D2 i D3 dobieramy eksperymentalnie, tak aby wskazywały właściwy kierunek strojenia tunera.

W przypadku montażu detektora zera do odbiornika z demodulatorem stosunkowym konieczne jest zastosowanie zasilania symetrycznego. Łączymy wtedy masę układu detektora zera z minusem zasilania, masę potencjometru R2 łączymy z masą tunera (konieczne jest odpowiednie przecięcie ścieżek). Wejście U_R łączymy z masą tunera, a wejście U_P z wyjściem demodulatora (składowa stała).



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej

Wykaz elementów

US1	-	TL 084 (B 084D RFT)
T1	-	BC 238B (dowolny npn małej mocy $h_{21} \geq 200$)
D1	-	elektroluminescencyjna dowolnego typu, kolor świecenia zielony
D2, D3	-	elektroluminescencyjna dowolnego typu, kolor świecenia czerwony
D4, D5	-	dowolna krzemowa np. BAVP 17
R1, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R13, R14	-	10 k Ω (typ dowolny 0,125 W)
R9	-	5 k Ω (patrz opis w tekście)
R10, R11, R12	-	1 k Ω (typ dowolny 0,125 W)
R2	-	10 k Ω (typ TVP 1232 "stojący")
C1	-	10 μ F/16V (typ 04/U)

płytką drukowaną numer 005

Płytką drukowaną jest wysyłana za zaliczeniem pocztowym.

Cena 2500 zł. + koszty przesyłki.

I. K. ◇

Transkoder SECAM-PAL

Część II

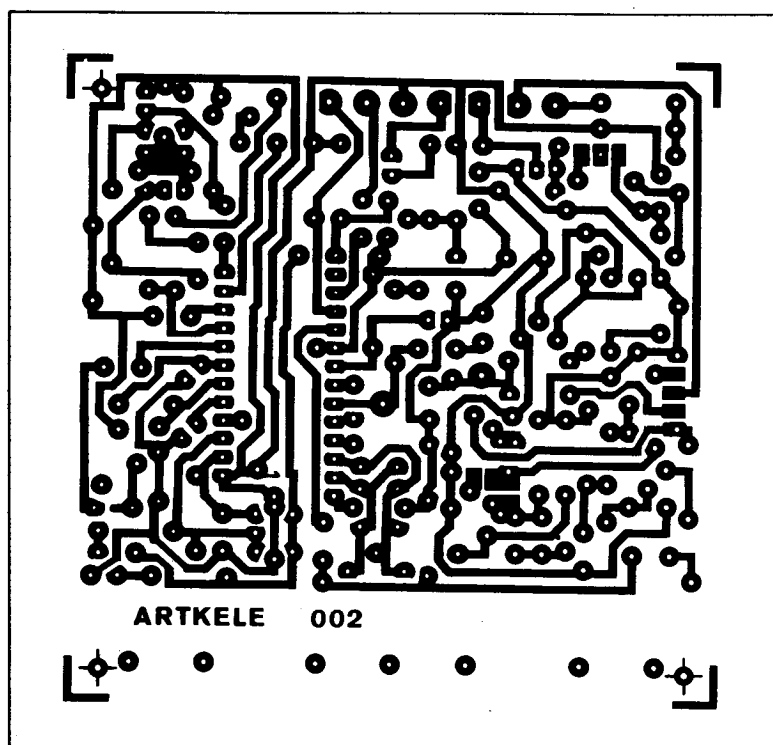
Montaż i uruchomienie

Układ transkodera zmontowano na płycie drukowanej rys. 1, na której zostawiono miejsce na otwory przeznaczone do montażu w odbiorniku telewizyjnym. Wszystkie sygnały doprowadzane są do złącza W1.

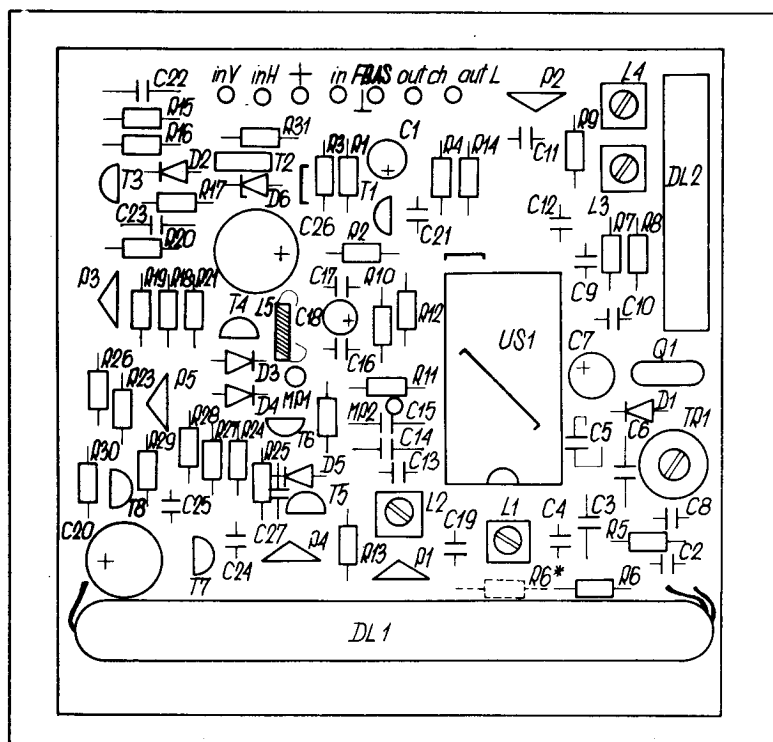
Uruchomienie rozpoczynamy od regulacji układu generującego impulsy supersandcastle (SSC). W zależności od polaryzacji impulsów powrotu linii H i ramki V występujących w odbiorniku telewizyjnym (parametry impulsów podane są w części pierwszej artykułu), na płycie transkodera (od strony druku) wykonujemy od-

powiednie zwory. Położenie tych zwor zaznaczono schematycznie na rys. 4. Po wykonaniu zwor łączymy transkoder z odbiornikiem telewizyjnym. Pomocne przy tym mogą być przykłady montażu przedstawione na rys. 3 i rys. 5. Należy przy tym pamiętać, że w telewizorach, które nie posiadają układu odtwarzania składowej stałej sygnału luminancji transkoder dołączamy tylko do toru chrominancji odbiornika, wyjście out L transkodera zostawiając wolne (patrz rys. 5).

Następnie do wejścia antenowego odbiornika (może też być wejście video) doprowadzamy dowolny sygnał w systemie PAL (nie wskazane jest korzystanie z sygnału pochodzącego z magnetowidu z uwagi na fluktuacje częstotliwości linii).



Rys. 1 Schemat płytki drukowanej



Rys. 2 Rozmieszczenie elementów

Do punktu pomiarowego MP1 dołączamy wejście Y oscyloskopu. Oscyloskop synchronizujemy sygnałem powrotu linii H. Następnie potencjometrem P5 ustawiamy szerokość szpilki SC równą $4 \mu\text{s}$, a potencjometrem P4 jej położenie względem impulsu wygaszania linii (podstawa imp. SC o szerokości $10 \div 12 \mu\text{s}$). Szpilka SC powinna znajdować się w miejscu sygnału burst, który występuje w tylnej

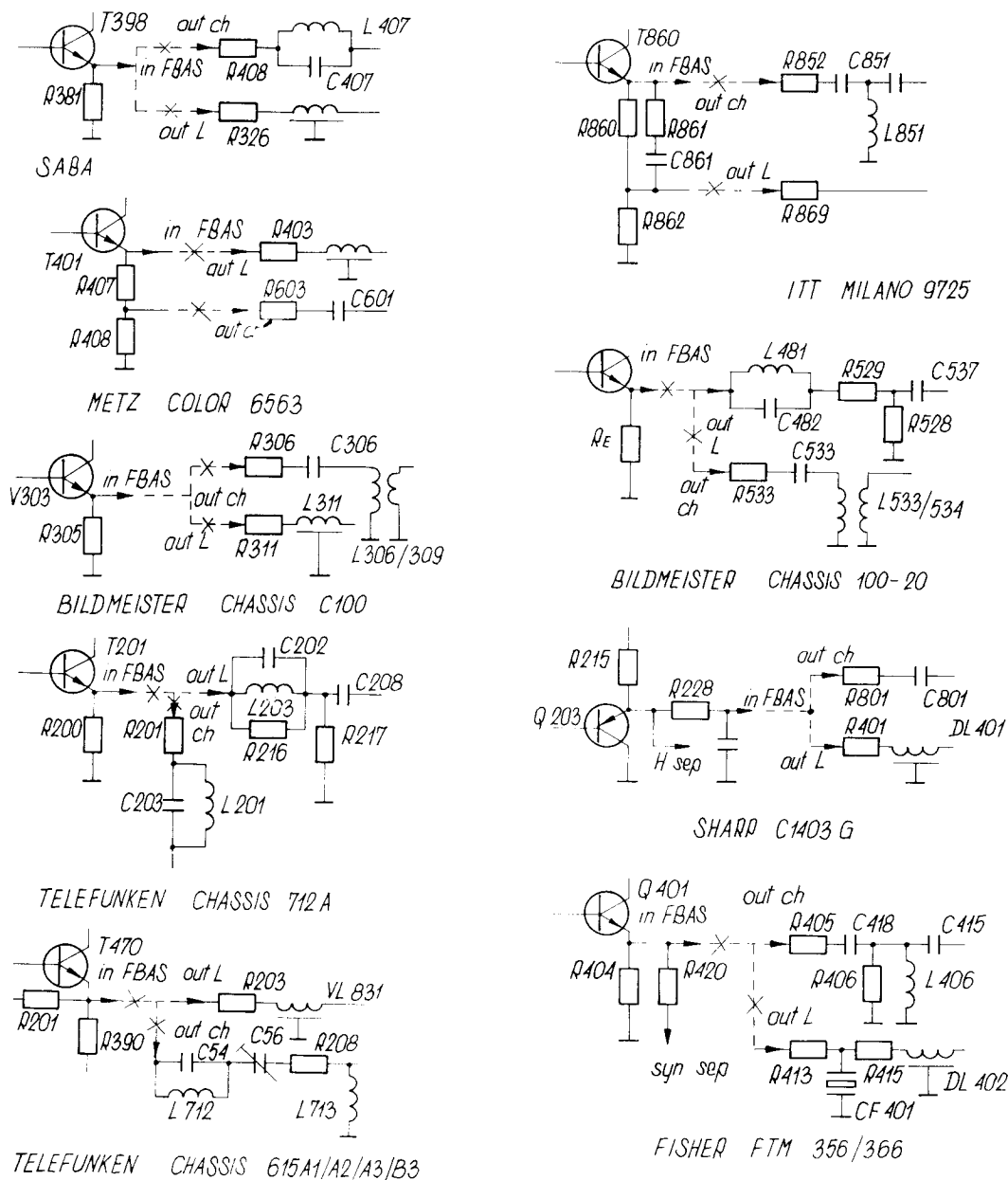
części impulsu wygaszania linii. Poprawność położenia szpilki można obserwować dołączając na zmianę wejście oscyloskopu do punktu MP1 i punktu in FBAS (złącze W1 transkodera). Podczas przełączania oscyloskopu nie wolno regulować podstawy czasu i układu synchronizacji, gdyż konieczne jest zachowanie wzajemnych zależności fazowych obserwowanych przebiegów.

Można też skorzystać z oscyloskopu dwukanałowego. W następnej kolejności potencjometrem P3 ustawiamy szerokość impulsu wygaszania ramki w sygnale SSC (punkt MP1) równą $1,2 \text{ ms}$. W przypadku odbiorników telewizyjnych, które posiadają generator impulsu SSC na płycie transkodera nie montujemy elementów układu wytwarzania tego impulsu.

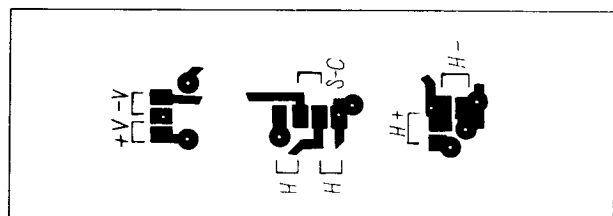
Po wykonaniu powyższych czynności możemy przystąpić do strojenia układu transkodera. W tym celu do wejścia odbiornika telewizyjnego doprowadzamy sygnał pasów kolorowych w systemie SECAM. Jeżeli nie dysponujemy generatorem sygnałowym możemy skorzystać z obrazu kontrolnego TVP. Jednakże w takim przypadku obserwacje oscyloskopowe będą utrudnione.

Wejście Y oscyloskopu dołączamy do punktu pomiarowego MP2. Potencjometry P1 i P2 ustawiamy w pozycji środkowej. Regulując cewkami L1 i L2 doprowadzamy do pojawienia się na ekranie oscyloskopu obrazu sygnałów różnicowych koloru B-Y i R-Y (rys. 7.). Następnie strojąc cewką L1 (deemfaza w.cz.) likwidujemy zwisy i przerosty występujące w sygnałach różnicowych. Cewką L2 i potencjometrem P1 sprowadzamy poziom czerni dla pasa białego i czarnego do poziomu wygaszania. Przy czym strojenie rozpoczynamy od sygnału różnicowego B-Y regulując cewką L2, a następnie regulujemy potencjometrem P1 poziom czerni sygnału R-Y. Regulacje te są wzajemnie zależne i konieczne jest ich kilkakrotne powtórzenie. Kolejność regulacji jest bardzo ważna.

Aby powyższe regulacje były dokładne wskazane jest użycie oscyloskopowej sondy RC o pojemności wejściowej $\leq 5 \text{ pF}$. Jeżeli nie dysponujemy sondą, po całkowitym zestrojeniu transkodera może okazać się konieczne skorygowanie ustawienia cewki L2 i potencjometru P1 mające na celu uzyskanie prawidłowego balansu bieli dla sygnałów SECAM.



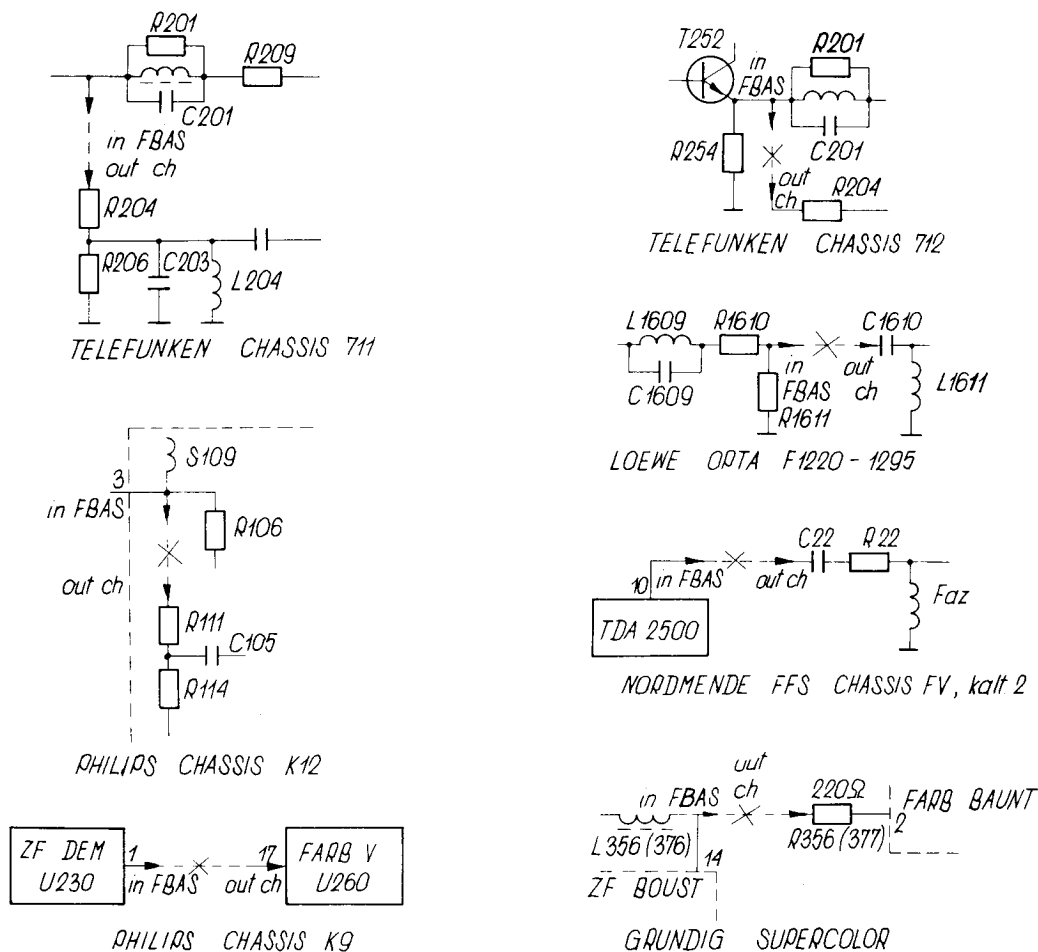
Rys. 3 Przykłady montażu (chrom. i lum.)


Rys. 4 Łączenie zwor $\pm H$, $\pm V$, SC

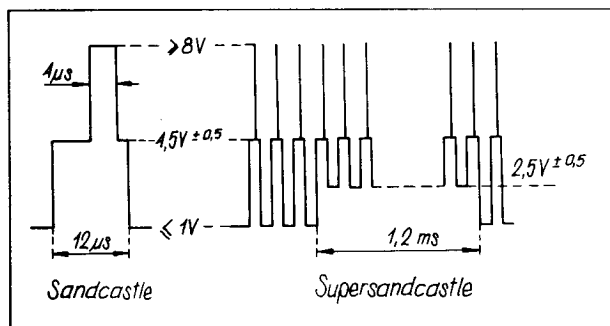
Przy regulacji demodulatora SECAM (opisanej powyżej) oscyloskop można też podłączyć do wyjść sygnałów różnicowych dekodera PAL w odbiorniku telewizyjnym. Procedura regulacji nie ulega wtedy zmianie.

Częstotliwość pracy oscylatora lokalnego regulujemy trymerem TR1, który ustawiamy w pozycji środkowej między położeniami przy których na ekranie telewizora pojawia się obraz kolorowy. Innym sposobem jest metoda zdudnieniowa, w której na ekranie telewizora ustawia się kolorową płaszczyznę wolnozmenną przy rozwartej pętli PLL w dekodzie PAL.

Jeżeli po tej regulacji na ekranie telewizora widoczne będą zakłócenia interferencyjne tzw. mora (drobna siateczka nałożona na obraz), konieczne jest połączenie obudowy rezonatora kwarcowego z masą układu przy pomocy odcinka przewodu. Lutując przewód nie wolno dopuścić do przegrzania lub rozhermetyzowania obudowy rezonatora.



Rys. 5 Przykład montażu (chrom.)



Rys. 6 Impulsy SC i SSC

W przypadku kiedy nie możemy uzyskać obrazu kolorowego podczas kręcenia trymerem należy doświadczać dobierać wartość pojemności kondensatora C8. Podana na schemacie wartość obowiązuje przy stosowaniu rezonatorów produkcji polskiej firmy OMIG.

Na zakończenie przeprowadzamy regulację dopasowania linii opóźniającej DL2 cewkami L3 i L4 oraz, regulację amplitudy sygnału bezpośredniego (P2). W tym celu dołączamy oscyloskop do wyjścia dekodera PAL

w OTVC (sygnał B-Y) i za pomocą L3, L4 i P2 doprowadzamy do stanu, w którym przebiegi dla dwóch sąsiednich linii są identyczne. Następnie przeprowadzamy kontrolę identyczności przebiegów R-Y.

Jeżeli w górnej części obrazu na ekranie odbiornika brak jest koloru to likwidujemy to zjawisko (zbyt szeroki impuls wygaszania ramki SSC) przy pomocy potencjometru P3.

Tak zestrojony transkoder gotowy jest do pracy.

Wykaz elementów

US1	–	TDA 3592A prod PHILIPS
T1	–	BC 238B lub dowolny małej mocy
T2	–	BD 135 (BD 137, 140)
T3 ÷ T8	–	BC 238A (nie stosować tranzystorów o $h_{21} \geq 150$)
D1 ÷ D5	–	dowolna krzemowa np. BAVP 17 ÷ 21
D6	–	BZP 683 C11
R1	–	470 Ω /0,125 W
R2, R3, R24	–	5,1 k Ω /0,125 W

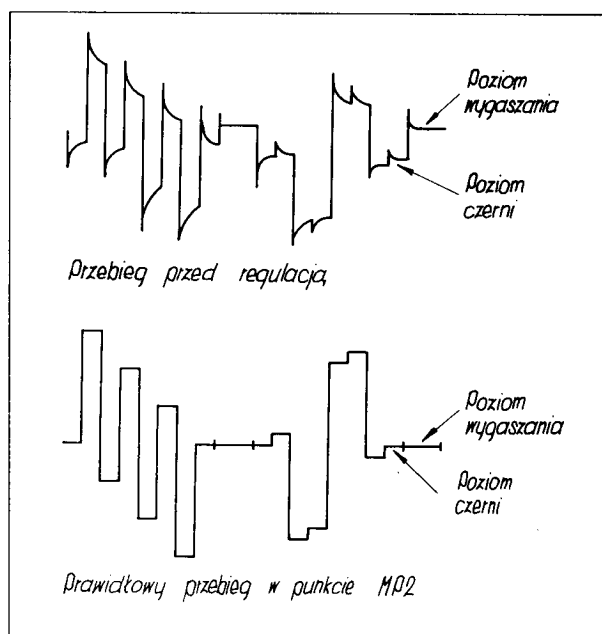
R4, R6, R7, R13, R17, R26, R27, R28, R30	- 1 k Ω /0,125 W
R5, R12, R14	- 2 k Ω /0,125 W
R8, R9	- 390 Ω /0,125 W
R10	- 560 Ω /0,125 W
R11	- 750 Ω /0,125 W
R15, R18, R21	- 22 k Ω /0,125 W
R16	- 33 k Ω /0,125 W
R20	- 47 k Ω /0,125 W
R22	- 6,8 k Ω /0,125 W
R23	- 4,3 k Ω /0,125 W
R25, R29	- 18 k Ω /0,125 W
R31	- 240 Ω /0,125 W
C1, C18	- 1 μ F/63V typ 04/U
C2	- 100 pF typ KCPf
C3	- 390 pF/160 V typ KSF-020
C4	- 47 nF typ KFP
C5, C6, C14, C15, C23	- 100 nF/100 V typ MKSE-018-02
C7	- 10 μ F/16 V typ 04/U
C8	- 56 pF typ KCPf
C9	- 10 nF typ KFP
C10, C11, C12, C17	- 1 nF typ KFP
C13	- 180 pF TWP N47 typ KCPf
C16	- 33 pF typ KCP
C19, C21	- 22 nF typ KFP
C20	- 100 μ F/16 V typ 04/U
C22	- 22 nF/100 V typ MKSE-018-02
C24, C25	- 180 pF typ KCPf
C26	- 470 μ F/16 V typ 04/U
C27	- 120 pF typ KCPf
TR1	- 7 KCD-7-7/30 pF/160 V
P1, P2	- 1 k Ω TVP 1232 "stojący"
P3	- 22 k Ω TVP 1232 "stojący"
P4	- 100 k Ω TVP 1232 "stojący"
P5	- 47 k Ω TVP 1232 "stojący"

DL1	- LO-1 330 ns (LO-0 270 ns) prod. TELPOD
DL2	- DL 711 prod. PHILIPS
L1	- 7 $\times$ 7 419
L2	- 28 zwojów drutem CuL ϕ 0,1 mm na dowolnym rdzeniu cewek 7 $\times$ 7 serii 400
L3, L4	- 7 $\times$ 7 431 (7 $\times$ 7 460)
L5	- DR 1,5/10 μ H

plytka drukowana numer 002

Płytką drukowaną jest wysyłana za zaliczeniem pocztowym.

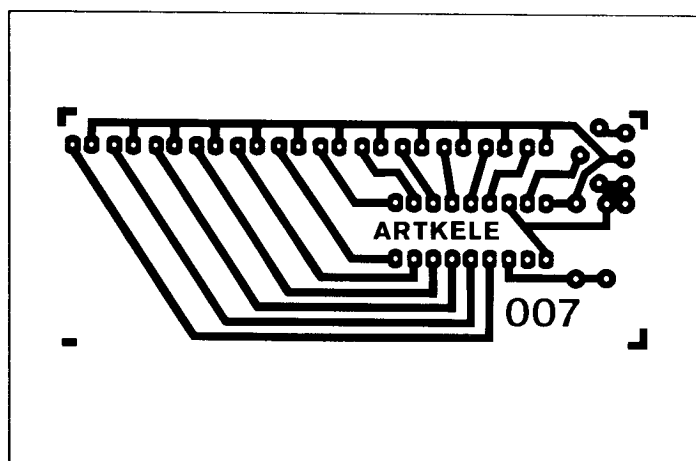
Cena 10500 zł. + koszty przesyłki.



Rys. 7 Przebiegi w punktach układu

D. C. ◇

Nietypowe zastosowanie układu UAA 180 (A 277D)

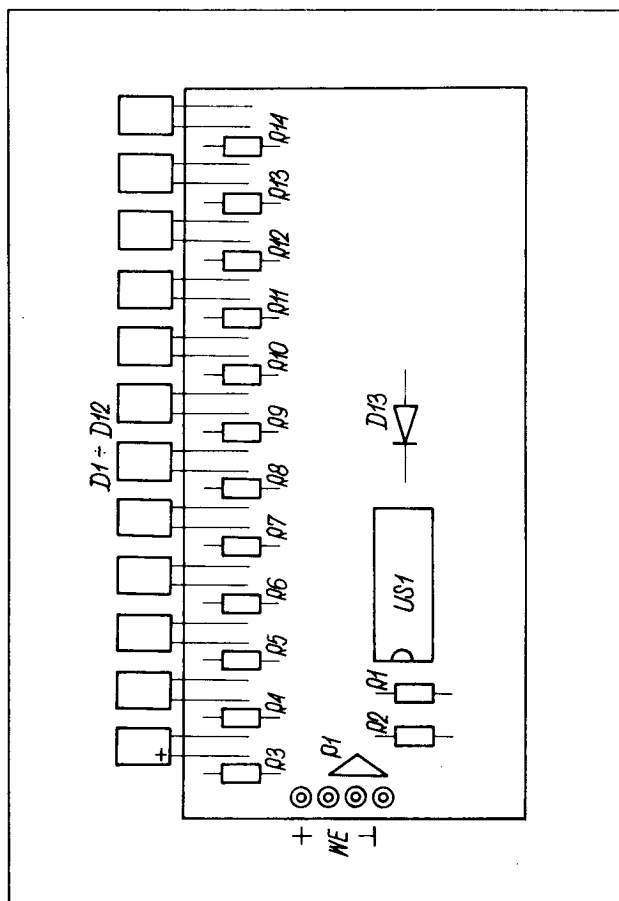


Rys. 1 Schemat płytki drukowanej układu z rys. 2

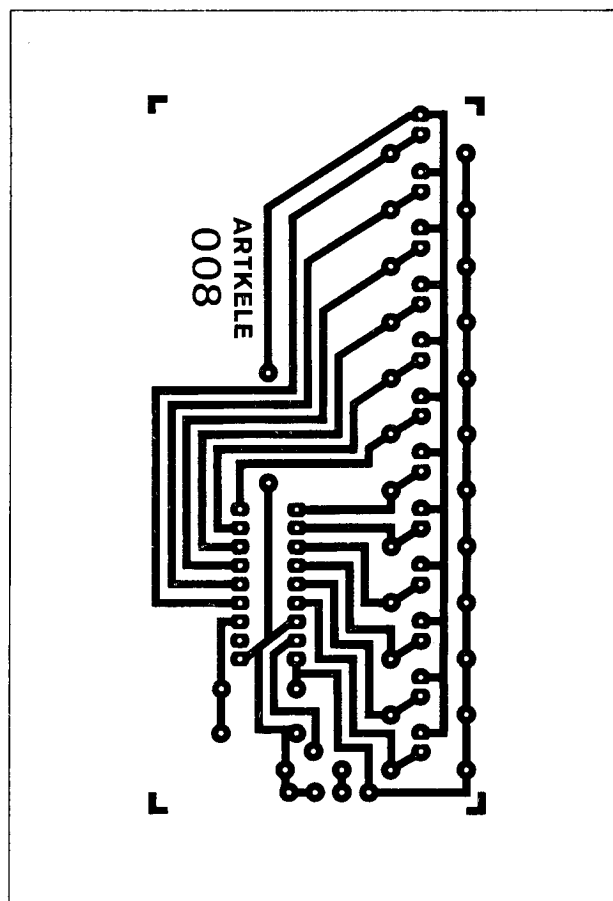
Układ scalony UAA 180 (zamiennik A277D prod. RFT) steruje pracą tzw. linijki diodowej złożonej maksymalnie z 12 diod świecących. Możliwe jest także wykorzystanie układu do punktowego zapalania diod (ang. floating point). Rozwiązanie takie przedstawiono na rys. 2.

Poziom napięcia przy którym zapala się pierwsza dioda określony jest napięciem końcówki 16 układu scalonego (tutaj 0V), a ostatniej diody napięciem końcówki 3.

Dzielnik napięcia złożony z rezystorów R1 i R2 pozwala na dobranie tego napięcia w zależności od potrzeb.



Rys. 5 Rozmieszczenie elementów układu z rys. 4



Rys. 6 Schemat płytki drukowanej układu z rys. 4

I. K. ◇

Analizator widma sygnału akustycznego

W ostatnich trzech latach wraz z falą zestawów elektroakustycznych produkcji zachodniej zalewającą nasz rynek mieliśmy okazję zapoznać się z nowymi elementami zestawów. Są nimi analizatory widma sygnału akustycznego. Proponujemy układ dziesięcio-kanalowego analizatora. Przyrząd ten może być także przydatny w pomiarach akustycznych. Zastosowanie analizatora do takich pomiarów opiszemy w odrębnej artykule.

Analizatory widma stanowią grupę urządzeń umożliwiających pomiar (kontrolę) poziomu dźwięku w całym paśmie akustycznym. Obrazowo można powiedzieć, że jest to połączenie kilku wskaźnikówysterowania, z których każdy wskazuje poziom sygnału o innej częstotliwości.

Zakres częstotliwości 20 Hz ... 20 kHz jest dzielony za pomocą filtrów pasmowych na dziesięć oktafów lub trzydzieści tercji. Wydzielone przez filtry sygnały podlegają wyprostowaniu półokresowemu, a w profesjonalnych analizatorach pełnookresowemu. Wyprostowane napięcia są następnie mierzone i wyświetlane na polu odczytowym zbudowanym w postaci słupków. Słupki

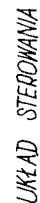
odpowiadają poszczególnym pasmom widma, a ilość świecących się diod w słupku określa poziom sygnału. Pomiar odbywa się w czasie rzeczywistym.

Opisywany analizator widma posiada dziesięć filtrów w odstępach co jedną oktawę, poczynając od częstotliwości 32 Hz. Wskaźnik poziomu sygnału zrealizowano na diodach świecących, po dziesięć diod dla każdej częstotliwości. Daje to łącznie sto diod. Urządzenie posiada także możliwość wyświetlania punktowego lub paskowego (patrz rys. 2). Dynamika wskazań jest regulowana i obejmuje zakres 10 dB ... 27 dB, rozdzielczość wynosi odpowiednio 1 dB ... 3 dB.

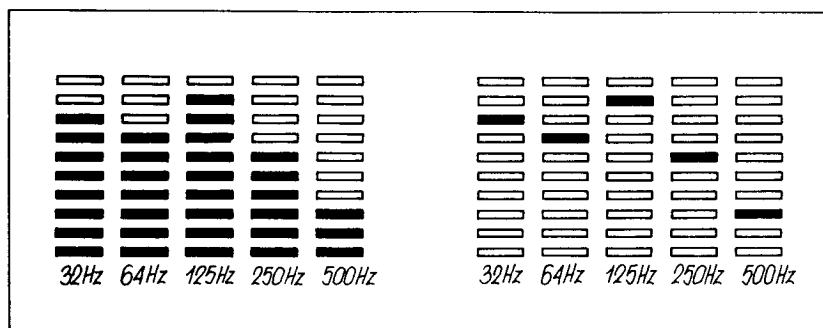
Opis układu

W analizatorze widma można rozróżnić dwa bloki funkcjonalne: układ filtrów i układ sterowania, umieszczone na odrębnych płytkach drukowanych.

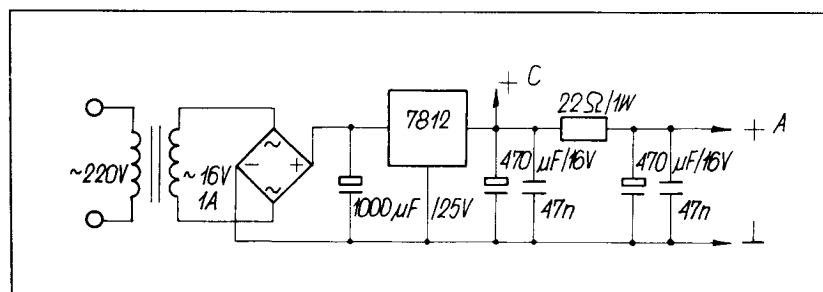
Sygnał doprowadzony do gniazda wejściowego po przejściu przez potencjometr regulacji amplitudy i wtórnik emiterowy zostaje skierowany do wejść dziesięciu filtrów pasmowych. Wtórnik emiterowy zapewnia małą impedancję wyjściową konieczną do prawidłowej pracy filtrów.



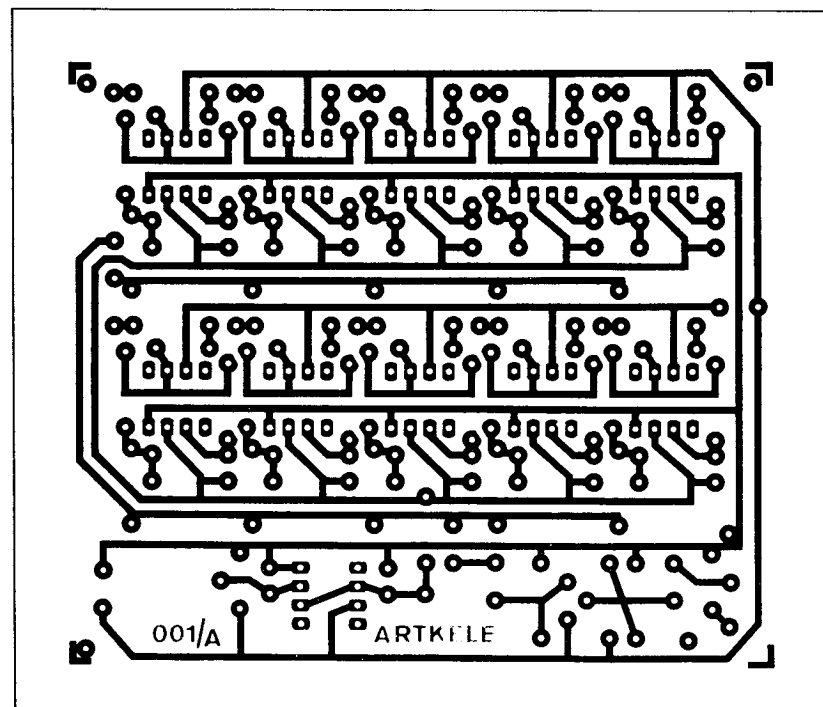
Rys. 1 Schemat ideowy analizatora widma



Rys. 2 Rodzaje wyświetlania poziomu sygnału



Rys. 3 Schemat ideowy zasilacza



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej układu filtrów

Filtry zbudowano na popularnych wzmacniaczach operacyjnych μA 741, zapewniają one wzmocnienie ok. 20 dB dla częstotliwości środkowych, oraz dobroć 2. Zaprojektowanie filtrów o lepszych parametrach (bardziej selektywnych) nie nastręcza większych trudności, ale wykonanie ich wymaga precyzyjnych elementów o tolerancjach poniżej 1%. Jak powszechnie wiadomo elementy takie są trudno dostępne. Ponadto proponowane rozwiązanie filtrów pozwoliło na unifikację rezystorów potrzebnych do ich realizacji.

Na wyjściu filtrów znajdują się półokresowe prostowniki sygnału. Rezystory R_F określają czasy narostu napięcia na kondensatorach prostownika.

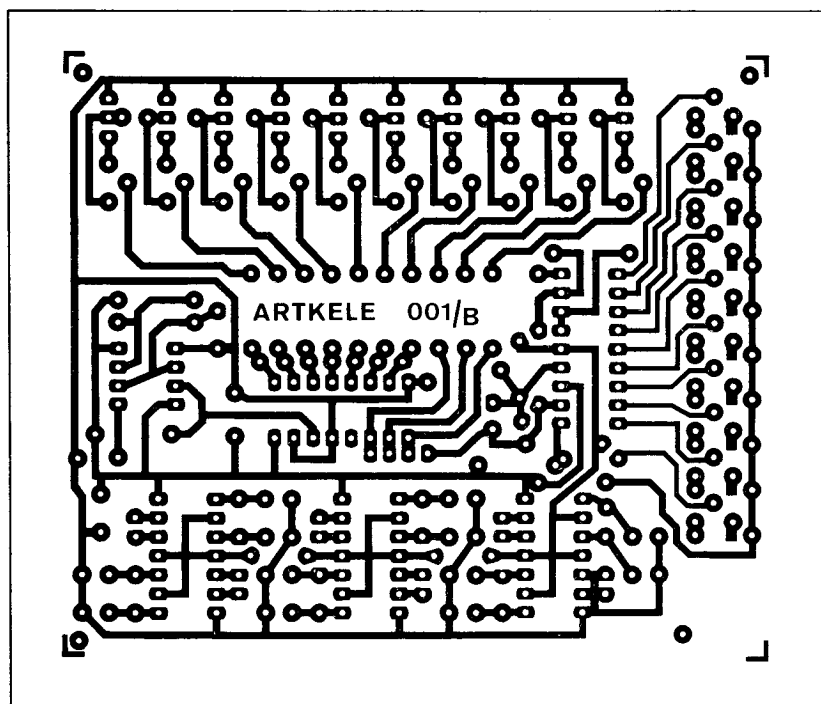
Układ scalony US11 pracuje jako źródło napięciowe polaryzujące wejścia wzmacniaczy operacyjnych pracujących w układach filtrów. Pozwoliło to zasilac układ analizatora napięciem o jednej polaryzacji.

Wyprostowane napięcia doprowadzane są do multiplexera analogowego zbudowanego na układach kluczy (US15÷US16). Zastosowanie multiplexowania sygnałów pozwoliło ograniczyć liczbę dekodów poziomu z dziesięciu, co wynika z liczby filtrów, do jednego.

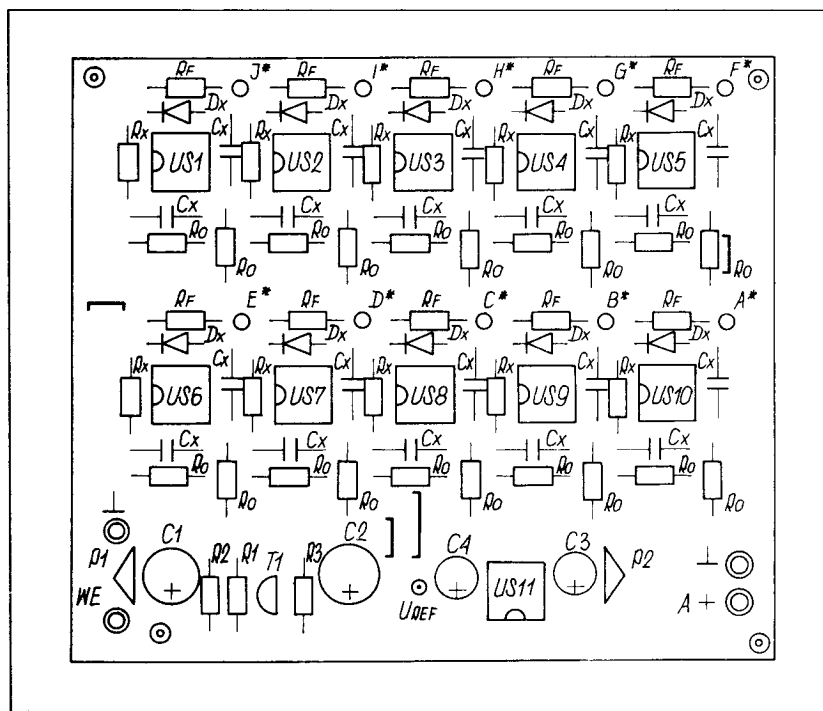
Zasada wyświetlania multiplexowego jest następująca. Każdemu filtrowi przyporządkowana jest jedna kolumna wyświetlacza składająca się z dziesięciu diod świecących. Układ US14 steruje kolejno wyborem kolumn włączając równocześnie odpowiedni klucz analogowy, który doprowadza napięcie z prostownika do detektora poziomu US12. Detektor poziomu wysterowuje odpowiednią liczbę diod świecących w aktywnej kolumnie.

Układ US14 jest licznikiem Johnsona zliczającym do dziesięciu impulsy pochodzące z generatora zbudowanego na popularnym układzie tajmera 555. W cyklu zliczania impulsów na wyjściach układu US14 pojawia się kolejno stan wysoki. Na pozostałych wyjściach panuje wtedy stan niski. Tranzystory T2÷T21 pracują w układach kluczy włączających odpowiednie kolumny diod. Mała wydajność prądowa wyjść układu US14 (układ serii CMOS 40XX) zmusiła do zastosowania stopni Darlingtona.

W przypadku gdy stan wysoki na nóżce 1 US14 spowoduje włączenie poprzez tranzystory T2 i T11 kolumny diod oznaczonej jako "32 Hz" sygnał sterujący ST1 włącza też klucz analogowy łączący filtr o częstotliwości środkowej 32 Hz z detektorem poziomu US14. Doprowadza to w efekcie do wyświetlenia przez kolumnę diod poziomu napięcia o częstotliwości 32 Hz.



Rys. 5 Schemat płytki drukowanej układu sterowania



Rys. 6 Rozmieszczenie elementów układu filtrów

Potencjometr P3 służy do regulacji stałej czasowej rozładowywania kondensatorów C_0 . Wpływa to na szybkość wygaszania wskazań przy spadku sygnału wejściowego. Rozładowanie kondensatorów ma przebieg prawie liniowy gdyż są one podłączone do masy układu, a potencjometr rozładowujący je podłączony jest do napięcia referencyjnego U_{ref} .

Napięcie referencyjne doprowadzono także do detektora poziomu. Poprzez regulację tego napięcia potencjometrem P2 uzyskuje się odpowiednią dynamikę wskazań analizatora, tzn. stosunek amplitud sygnałów, które powodują zapalenie się pierwszej i ostatniej diody w kolumnach.

Charakterystyka przetwarzania układu US14 ma charakter logarytmiczny, o poziomach zapalania diod decydują napięcia doprowadzone do nóżek 8 (górną) i 4 (dół).

Tranzystory T22÷T31 pracują jako wzmacniacze wierszy pola odczytowego. Jasność świecenia diod można dobrać zmieniając wartość rezystorów R_D . Rezystor R4 służy do wygaszenia pierwszego (dolnego na polu odczytowym) wiersza diod przy braku sygnału.

Przełącznik W1 umożliwia zmianę sposobu wyświetlania wskazań z punktowego na ciągły.

Analizator zawiera czułe na zakłócenia układy analogowe i układy cyfrowe pracujące impulsowo. Dlatego też wymagane jest staranne prowadzenie mas i zasilania. Na rys. 3 przedstawiono schemat zasilacza, w którym rozdzielono zasilanie części analogowej (+A) i cyfrowej (+C).

Montaż i uruchomienie

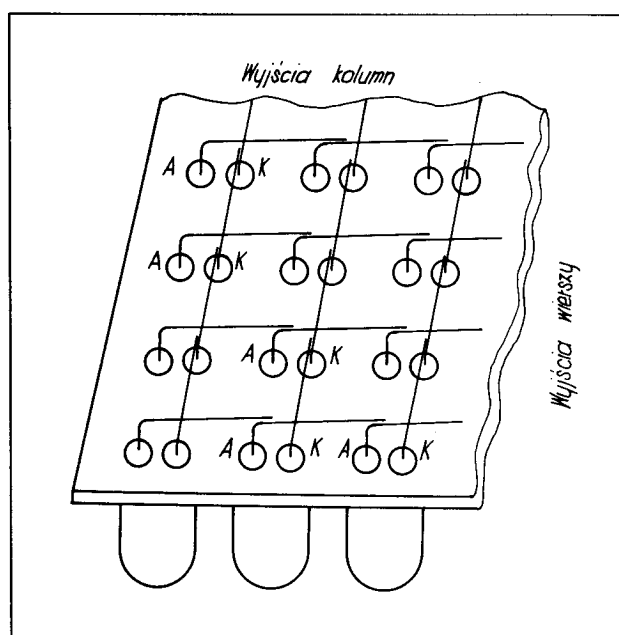
Układ zmontowano na dwóch płytkach drukowanych rys. 4 i 5. Masy płytek powinny być prowadzone oddzielnie do zasilacza. Połączenia płytek między sobą są zaznaczone na schemacie ideowym jako punkty $A^*÷J^*$ i U_{ref} . Na płytce sterowania należy dodatkowo wykonać połączenia (przewodem izolowanym) sygnałów sterujących ST1 ÷ ST10 wychodzących z układu US14 z wejściami kluczy analogowych US15 ÷ US17.

Obie płytki drukowane można połączyć ze sobą za pomocą odcinków drutu $\phi 0.5$ wlotowanych w otwory w narożnikach płytek. Tak zmontowany układ umieszczamy pionowo za płytką diod świecących.

Do montażu diod można wykorzystać uniwersalną płytkę drukowaną. W następnym numerze przedstawimy kilka propozycji takich płytek. Na rys. 7 pokazano sposób montażu diod świecących, tak aby utworzyć z nich matrycę, która jest narysowana na schemacie ideowym.

Przełącznik W1 można zamontować na płycie czołowej urządzenia.

Przy budowie stereofonicznego analizatora widma można pominąć na jednej płytce sterowania układy US13



Rys. 7 Sposób montażu diod wyświetlacza

i US14 wraz z elementami współpracującymi, oraz tranzystory T2 ÷ T21. Korzystamy wtedy z sygnałów sterujących ST1 ÷ ST10 drugiego kanału, które doprowadzamy do wejść sterujących kluczy analogowych.

Wyprowadzenia z kolumn diod świecących łączymy równolegle (kolumna 32 Hz lewego z kolumną 32 Hz prawego kanału itd.). Z uwagi na to, że przez tranzystory T12 ÷ T21 płynie prąd diod obu kanałów, należy je wymienić na tranzystory BDP 281.

Uruchomienie układu polega na ustawieniu potencjometrem P2 napięcia referencyjnego równego 2,1 V. Następnie ustawiamy potencjometr P1 tak, aby maksymalny poziom sygnału wejściowego powodował zapale-

nie się trzeciej diody licząc od góry. Takie ustawienie poziomu maksymalnego zostawia "zapas" dwóch diod świecących na wskazanie przesterowania toru akustycznego.

Potencjometrem P3 regulujemy "szybkość" wygaszania diod, by wskaźnik nie "zachowywał się zbyt nerwowo". Jeżeli zakres regulacji będzie zbyt mały można wylutować rezystor R5.

Dla większości sygnałów akustycznych wskazania ich poziomu z dynamiką 27 dB (co odpowiada wartości napięcia referencyjnego 2,1 V) są mało efektowne. Dlatego też można zmniejszyć doświadczalnie dynamikę wskazań zwiększając napięcie referencyjne. W żadnym wypadku nie wolno zmniejszać tego napięcia poniżej 2 V, grozi to nieprawidłową pracą wzmacniaczy operacyjnych w układach filtrów.

Dynamikę wskazań D_W obliczamy wg. wzoru:

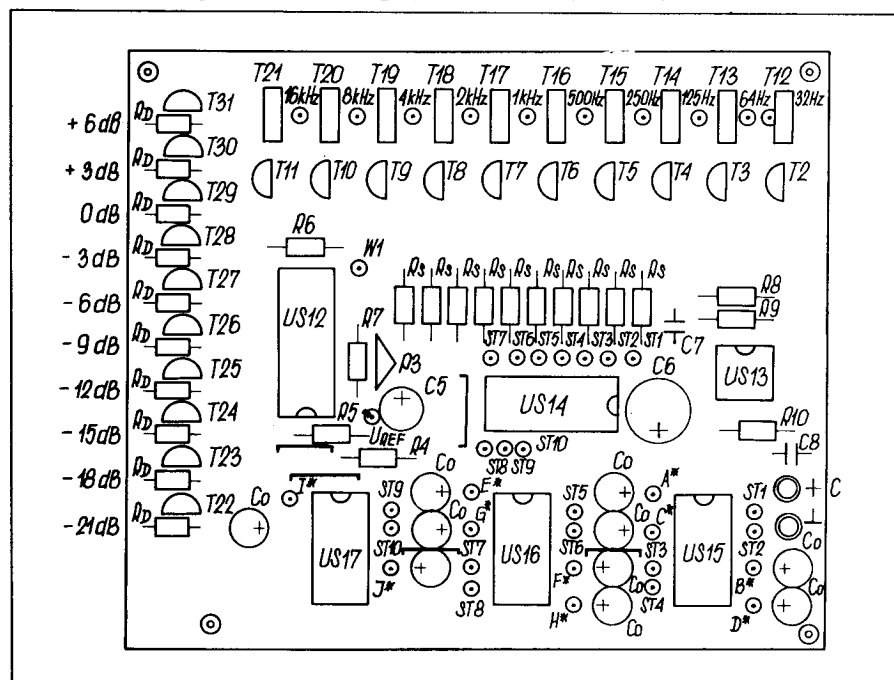
$$D_W = 20 \log \frac{U_{max}}{U_{min}} \quad [dB],$$

gdzie:

U_{max} – napięcie wejściowe powodujące zapalenie się ostatniej (górnej) diody

U_{min} – napięcie wejściowe powodujące zapalenie się pierwszej (dolnej) diody

Otrzymany wynik dzielimy przez 9 (odpowiada to liczbie odstępów między diodami). Otrzymujemy w ten sposób wartość o jaką różnią się poziomy zapalania sąsiednich diod. Trzecią od góry diodę oznaczamy jako 0 dB, a pozostałe oznaczamy wartością wynikającą z rozdzielczości i położenia diody w kolumnie. Np. dla $D_W = 9$ dB mamy $9 \text{ dB}/9 = 1 \text{ dB}$; kolejne oznaczenia przy diodach (od dołu) mają wartość: -7, -6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, +1, +2 dB. O decybelach patrz też artykuł na str. 2.



Rys. 8 Rozmieszczenie elementów układu sterowania

Wykaz elementów

R1	-	47 kΩ/0,125 W
R2	-	100 kΩ/0,125 W
R3	-	1 kΩ/0,125 W
R4	-	3 kΩ/0,125 W
R5	-	20 kΩ/0,125 W
R6	-	6,2 kΩ/0,125 W
R7	-	18 kΩ/0,125 W
R8	-	33 kΩ/0,125 W
R9	-	15 kΩ/0,125 W
R10	-	10 kΩ/0,125 W
R0	-	3,6 kΩ/0,125 W
RF	-	470 Ω/0,125 W
RX	-	62 kΩ/0,125 W
RS	-	10 kΩ/0,125 W
RD	-	56 Ω/0,5 W
C1	-	47 μF/16V typ 04/U
C2	-	100 μF/16V typ 04/U
C3	-	10 μF/16V typ 04/U
C4	-	10 μF/16V typ 04/U
C5	-	10 μF/16V typ 04/U
C6	-	22 μF/16V typ 04/U
C7	-	22 nF typ KFP

C8	-	47 nF typ KFP
C ₀	-	1 μF/63V typ 04/U
US1÷US11	-	μA 741 (UL 7741)
US12	-	LM 3915
US13	-	LM 555 (UL 7555)
US14	-	CD 4017
US15÷US17	-	CD 4066
T1÷T11	-	BC 238C lub dowolny NPN $h_{21} \geq 250$
T12÷T21	-	BD 135 (BD137, BD139)
T22÷T31	-	BC 308B lub dowolny PNP $h_{21} \geq 150$
D _X	-	BAVP 17 ÷ 21
C _X	-	patrz schemat; typ MKSE-018-02 lub KSF-020 tolerancja ±5%
P1	-	47 kΩ TVP 1232 "stojący"
P2	-	10 kΩ TVP 1232 "stojący"
P3	-	100 kΩ TVP 1232 "stojący"
LED (100 szt.)	-	typ dowolny

plytka drukowana nr 001/A

plytka drukowana nr 001/B

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Cena kompletu 22 200 zł + koszty wysyłki,

mgr inż. Maciej Bartkowiak ◇

Dalszy ciąg tekstu ze strony 2

Decybel – teoria i praktyka

Przykład 4

Obliczyć w dB wzmocnienie wzmacniaczy:

a) $k = 300$ razy

b) $k = 16$ razy

c) $k = 7$ razy

d) $k = 5$ razy

ad. a $300 = 3 \cdot 10 \cdot 10$ co odpowiada sumie wzmocnień w dB

$k_u \approx 10 \text{ dB} + 20 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = 50 \text{ dB}$

ad. b $16 = 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2$

$k_u = 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} = 24 \text{ dB}$

ad. c $7 = 0,7 \cdot 10$

$k_u = -3 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = 17 \text{ dB}$

ad. d $5 = 0,5 \cdot 10$

$k_u = -6 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = 14 \text{ dB}$

Na zakończenie przypominamy jeszcze raz, że decybel, to jednostka bardzo ważna w elektronice i warto zapoznać się z nią bliżej. Życzymy powodzenia.

Redakcja ◇

Korektor graficzny – potencjometry elektroniczne

Część I

W artykule zawarto opis układu elektronicznych potencjometrów przeznaczonych do zamontowania w korektorze graficznym (PE 2/92). Układ ten można wykorzystać także do innych rozwiązań korektorów. Zastosowanie elektronicznych potencjometrów pozwala na zdalne sterowanie korektorem.

W układzie zaprojektowano potencjometry elektroniczne w oparciu o multipleksery analogowe ośmio-kanalowe. Zmusiło to do stosowania dwóch układów scalonych, które tworzą multiplekser szesnasto-kanalowy. W rodzinie układów CMOS 40XX jest co prawda produkowany multiplekser szesnasto-kanalowy, ale jest on praktycznie niedostępny w kraju. Produkowany jest także scalony układ potencjometru elektronicznego, o sześćdziesięciu czterech nastawach, jednakże jego cena jest wręcz szokująca.

Opis układu

Urządzenie składa się z dwóch odrębnych układów: sterowania i potencjometrów.

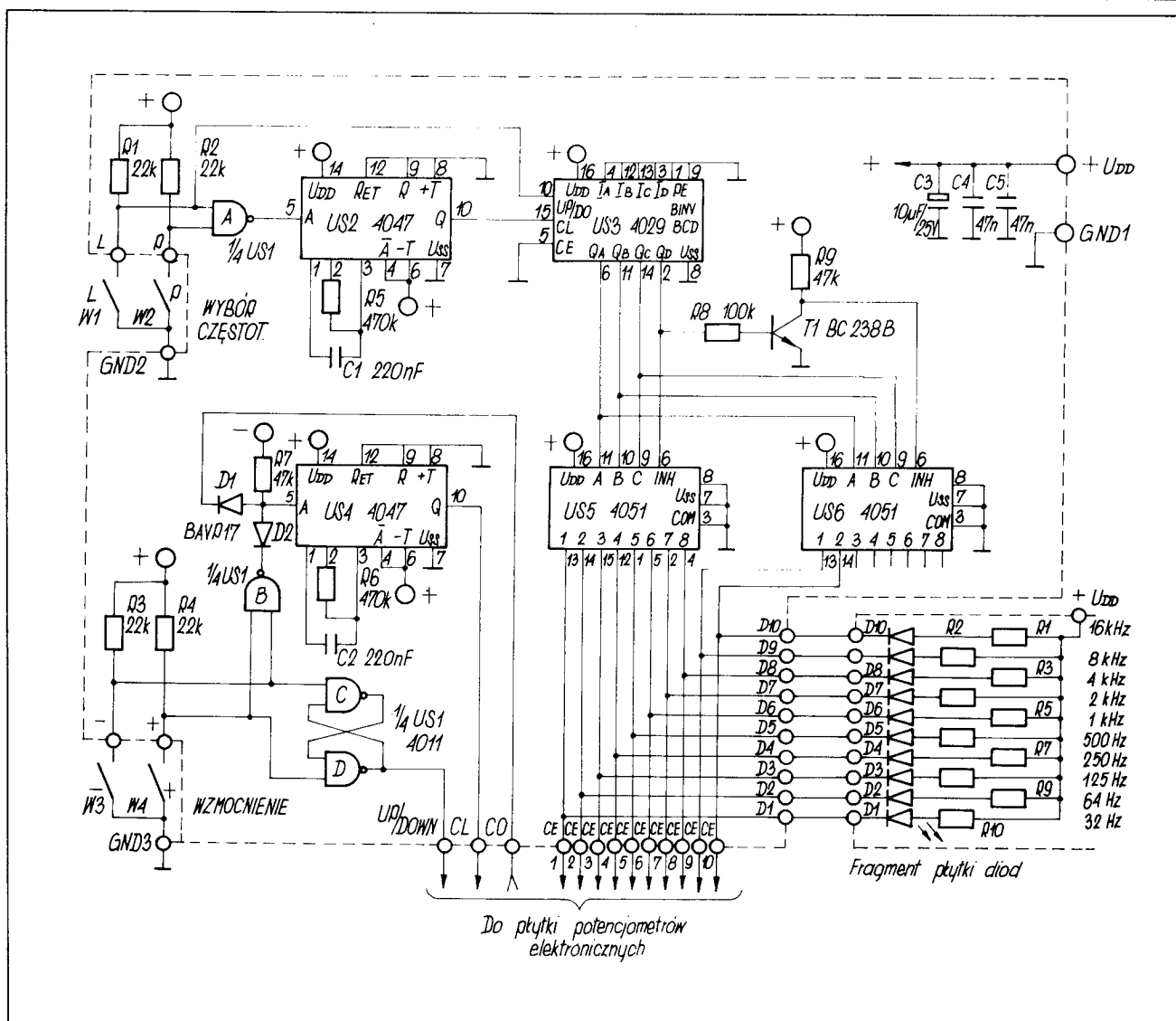
Przyciskami W1 i W2 przeprowadza się wybór częstotliwości, dla której będzie przeprowadzana regulacja. Informacja o wybranej częstotliwości wyświetlana jest na diodowym polu odczytowym (D1÷D10).

Układ sterowania polem odczytowym zostanie opisany w części III artykułu. Jednak już teraz pragniemy

poinformować Czytelników, że planujemy dwie wersje tego układu. Jedna z nich pozwoli na wykorzystanie pola odczytowego analizatora widma. W tym celu należy je powiększyć o pięć diod w każdym słupku, zatem wymiar pola wyniesie 15 wierszy na 10 kolumn (słupków). Połączenia diod trzeba wykonać matrycowo, tak jak w analizatorze widma, zostawiając wolne wyprowadzenia pięciu górnych wierszy. Dodatkowo pod każdym słupkiem trzeba umieścić diodę wyboru częstotliwości D1÷D10 z rys. 1, wyprowadzenia U_{DD} i D1÷D10 zostawić wolne.

Przyciśnięcie jednego z przycisków W1 lub W2 wyzwala multiwibrator US2, który zaczyna wtedy generować falę impulsów prostokątnych o wypełnieniu 1/2 i częstotliwości zależnej od wartości elementów C1 i R5. Krótkotrwałe przyciśnięcie jednego z przycisków powoduje wygenerowanie pojedynczego impulsu. Impulsy z wyjścia multiwibratora zliczane są przez licznik rewersyjny US3 pracujący w trybie zliczania do dziesięciu. Licznik ten może też pracować zliczając impulsy do szesnastu, należy wówczas połączyć nóżkę BIN/BCD do zasilania.

Kierunek zliczania impulsów zależy od stanu logicznego na wejściu UP/DOWN licznika. Przy stanie wysokim na tym wejściu licznik zlicza w przód, przy stanie niskim wstecz. Jako, że wejście to jest połączone z przyciskiem W1 możliwy jest wybór kierunku przeliczania częstotliwości.



Rys. 1 Schemat ideowy układu sterowania

Wyjścia licznika Q_A , Q_B , Q_C , Q_D sterują analogowym multiplexersiem dziesięcio-kanalowym zbudowanym na układach scalonych US5 i US6. Transzystor T1 pełni funkcję inwertera dla sygnału Q_D . W zależności od zawartości licznika jedno z dziesięciu wejść multiplexera zostaje połączone z jego wyjściem (COM), które jest na potencjale masy. Powoduje to zapalenie się odpowiedniej diody świecącej D1÷D10. Równocześnie wyjścia z modułu oznaczone jako CE1÷CE10 sterują wyborem aktywnego potencjometru (tzn. potencjometru który może być aktualnie regulowany). Na wybranych wyjściach CE1÷CE10 panuje stan niski.

Wymuszanie stanu wysokiego na niewybranych wyjściach CE spowodowało konieczność stosowania oddzielnych rezystorów dla diod świecących.

Regulacji aktywnego potencjometru dokonuje się przyciskami W3 i W4, które uruchamiają układ generatora US4. Działa on podobnie jak opisany wyżej, z tą tylko różnicą, że generacja impulsów może zostać wstrzymana pojawieniem się stanu wysokiego na wejściu CO modułu sterowania. Stan taki pojawia

się w przypadku gdy "suwak" potencjometru osiągnie jedno ze skrajnych położeń.

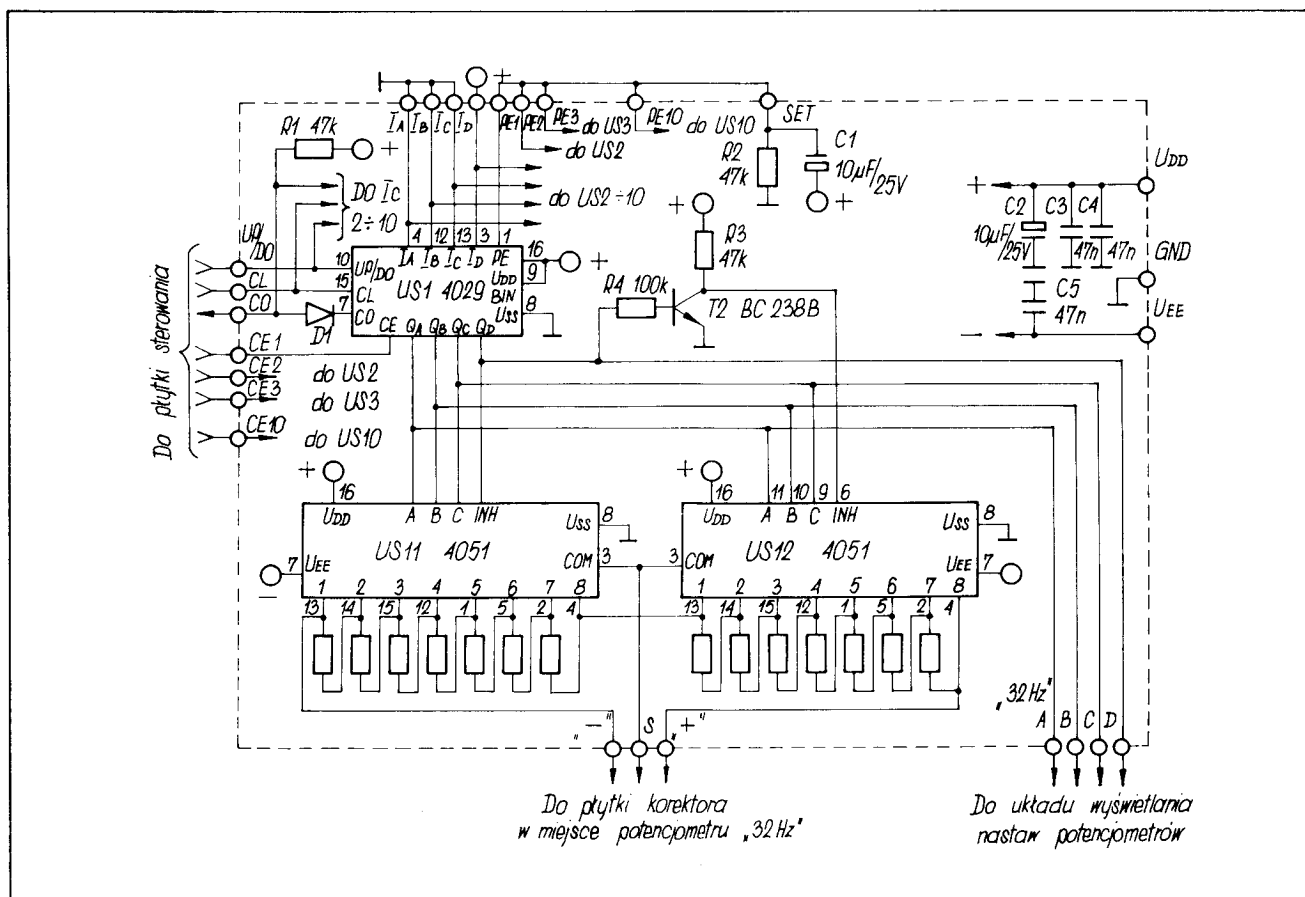
Impulsy z generatora doprowadzone są do wyjścia CL modułu.

Bramki NAND C i D tworzą układ przerzutnika RS sterowanego przyciskami W3 i W4, który zapamiętuje kierunek regulacji potencjometru: "+" w górę, "-" w dół.

Z wyjścia przerzutnika RS sygnał UP/Down doprowadzony jest do układu potencjometrów.

Na rys. 2 przedstawiono schemat jednego potencjometru, pozostałe są analogiczne. Końcówki potencjometru oznaczono jako: "-", "+", S – suwak.

Układ zbudowano wykorzystując licznik rewersyjny US1 i dwa multiplexery analogowe US11 i US12 współpracujące z drabinką rezystorową R5÷R18. Podobnie jak w płytce sterowania zastosowano dwa multiplexery ośmio-kanalowe tworzące multiplexer szesnasto-kanalowy. Łączy on wybrany punkt drabinki rezystorowej z suwakiem potencjometru.



Rys. 2 Schemat ideowy potencjometrów elektronicznych

Daje to piętnaście różnych pozycji (pozycja środkowa jest podwójna). Wartości rezystorów są dobrane tak, aby charakterystyka regulacji była logarytmiczna w obu kierunkach od położenia środkowego, odpowiada to zwykłemu potencjometrom oznaczonym symbolem "S", które niestety nie są produkowane w kraju. Takie ukształtowanie charakterystyki daje u słuchacza odczucie liniowości regulacji.

Sygnały analogowe doprowadzone do potencjometru mogą przyjmować wartości ujemne względem masy (praca bez składowej stałej), dlatego też klucze analogowe wchodzące w skład multiplekserów mają dodatkowe zasilanie napięciem ujemnym.

Licznik rewersyjny US1 sterujący pracą multiplekserów zlicza impulsy zegarowe CL, pracuje on w cyklu zliczania do szesnastu. Kierunek zliczania zależy od poziomu sygnału na linii UP/Down; poziom wysoki – zliczanie w przód, niski – wstecz.

Jeżeli w trakcie pracy licznik zapełni się czterema jedynkami lub zerami, wyjście CO zmieni swój stan z wysokiego na niski. Przez diodę D1 sygnał ten zostanie doprowadzony do płytki sterowania i zatrzyma pracę generatora. Ma to na celu zakończenie regulacji przy dojściu do końca potencjometru.

Sygnały UP/DOWN, CL, CO doprowadzone są do liczników wszystkich potencjometrów.

Wejście zezwalające na zliczanie każdego z dziesięciu liczników sterowane jest indywidualnie jednym z sygnałów CE1÷CE10 przychodzących z bloku sterowania. Stan niski na wejściu CE licznika zezwala na zliczanie.

Sygnały Q_A, Q_B, Q_C, Q_D z wyjść licznika wyprowadzone są na krawędź płytki. Zostaną one wykorzystane do sterowania układem wyświetlania nastaw potencjometrów.

Zastosowany w układzie licznik rewersyjny CD4029 posiada także wejścia wpisu równoległego I_A, I_B, I_C, I_D. Wejścia te są uaktywniane stanem wysokim na wejściu sterującym PE. Wejścia danych wszystkich liczników połączone są równolegle, wejścia sterujące PE1÷PE10 wyprowadzone są indywidualnie do każdego licznika. Zostaną one wykorzystane przy współpracy korektora graficznego z pamięcią charakterystyk.

W obecnym rozwiązaniu spełniają one funkcję ustawiania potencjometrów w pozycji środkowej po włączeniu zasilania. Układ składający się z rezystora R2 i kondensatora C1 (wspólny dla wszystkich liczników) generuje impuls zezwalający na wpis równoległy w momencie pojawienia się napięcia zasilającego.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

D. C. ◇

Automatyczny przełącznik sygnałów video

Automatyczny przełącznik sygnałów video przeznaczony jest do odbiorników telewizyjnych posiadających jedno wejście video. Umożliwia on przyłączenie do OTVC dwóch źródeł sygnału video np. magnetowidu i tunera satelitarnego, oraz automatyczny wybór, które z urządzeń przesyła sygnał do telewizora. Eliminuje to uciążliwe przekładanie kabli, niejednokrotnie trudno dostępnych.

Automatyczny przełącznik działa w sposób następujący:

- przy odbiorze programu telewizyjnego dostarcza sygnał TV do nagrywania na magnetowid. Tuner satelitarny musi być wtedy wyłączony.
- przy odbiorze programu z tunera satelitarnego dostarcza sygnał do nagrywania na magnetowid, oraz do OTVC. W tym trybie pracy możliwe jest także oglądanie programu telewizyjnego i równoczesne nagrywanie na magnetowid programu satelitarnego. W trakcie przełączania telewizora z kanału na ka-

nał oraz na program satelitarny nagrywanie nie jest zakłócone.

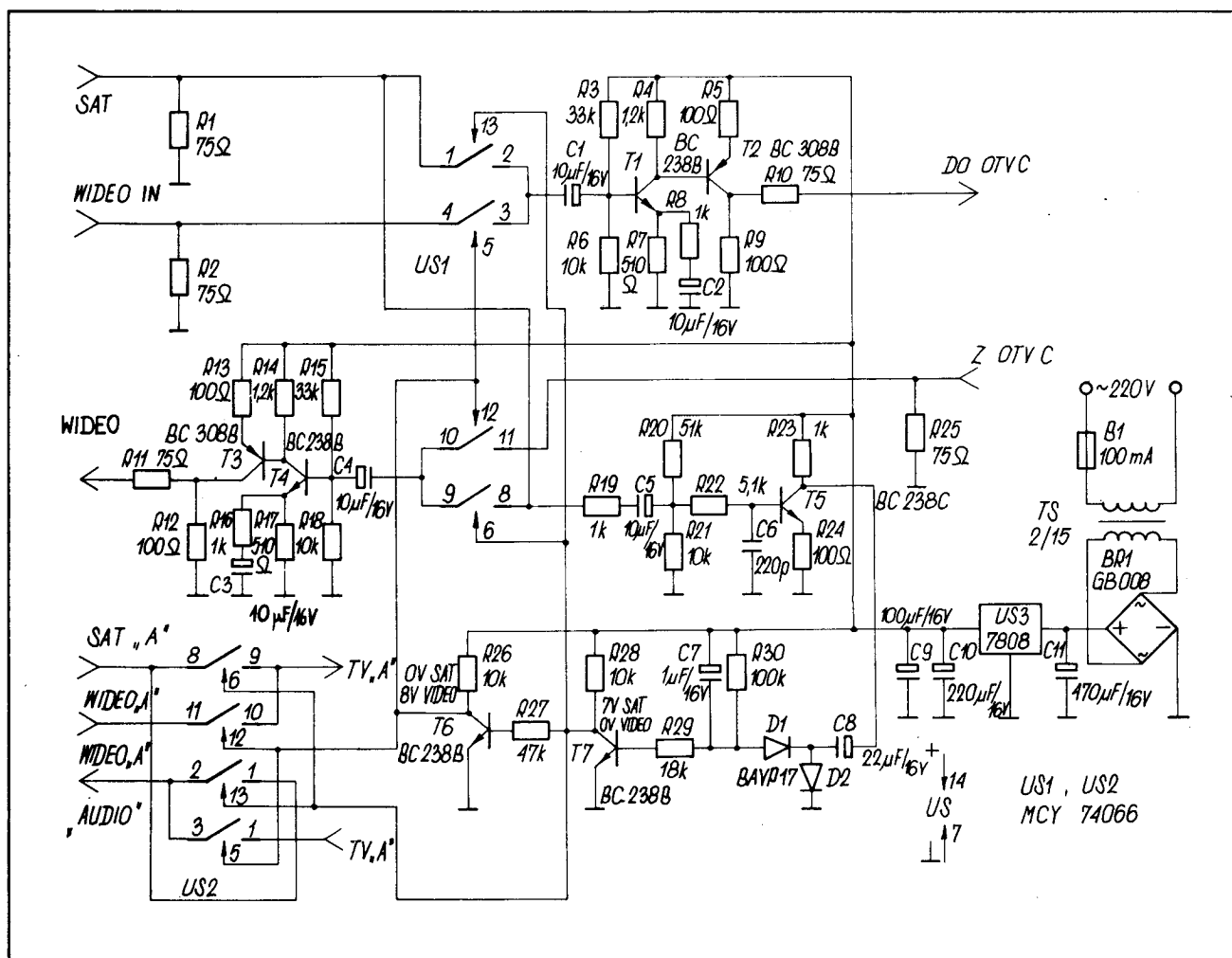
- przy odbiorze programu z magnetowidu zestaw satelitarny musi być wyłączony.
- przy równoczesnym włączeniu magnetowidu i zestawu satelitarnego odbierany będzie sygnał z zestawu satelitarnego.

Wszystkie funkcje odbywają się automatycznie.

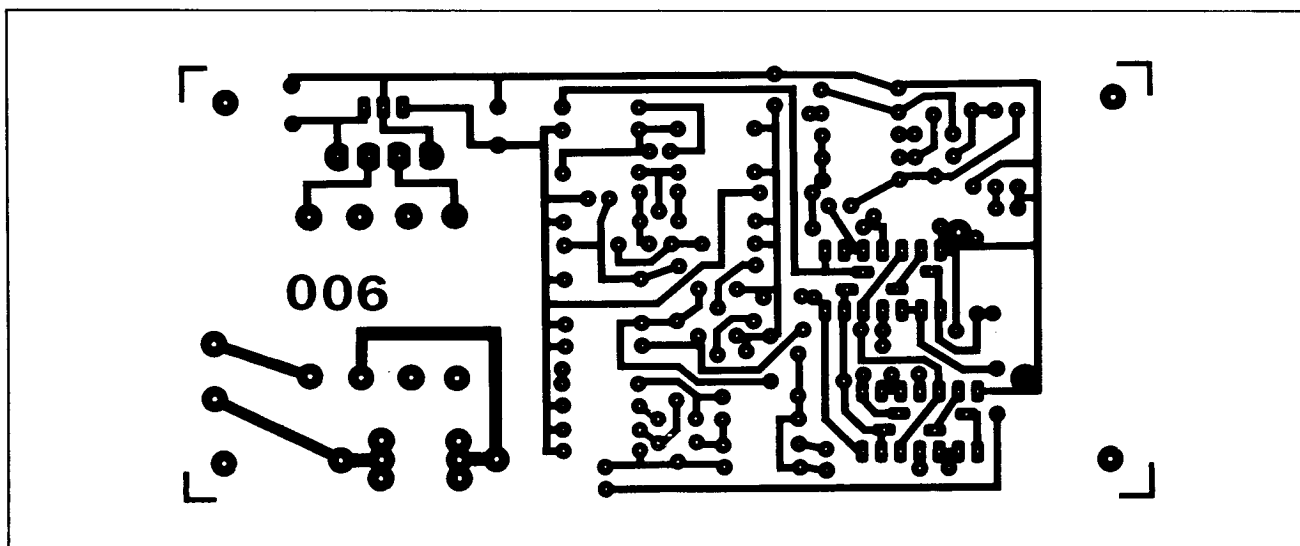
Opis ukladu

Sygnał z wejścia SAT doprowadzony jest do układu wzmacniacza na tranzystorze T5 i dalej do prostownika impulsów synchronizacji D1 i D2 pracującego w układzie podwajacza napięcia.

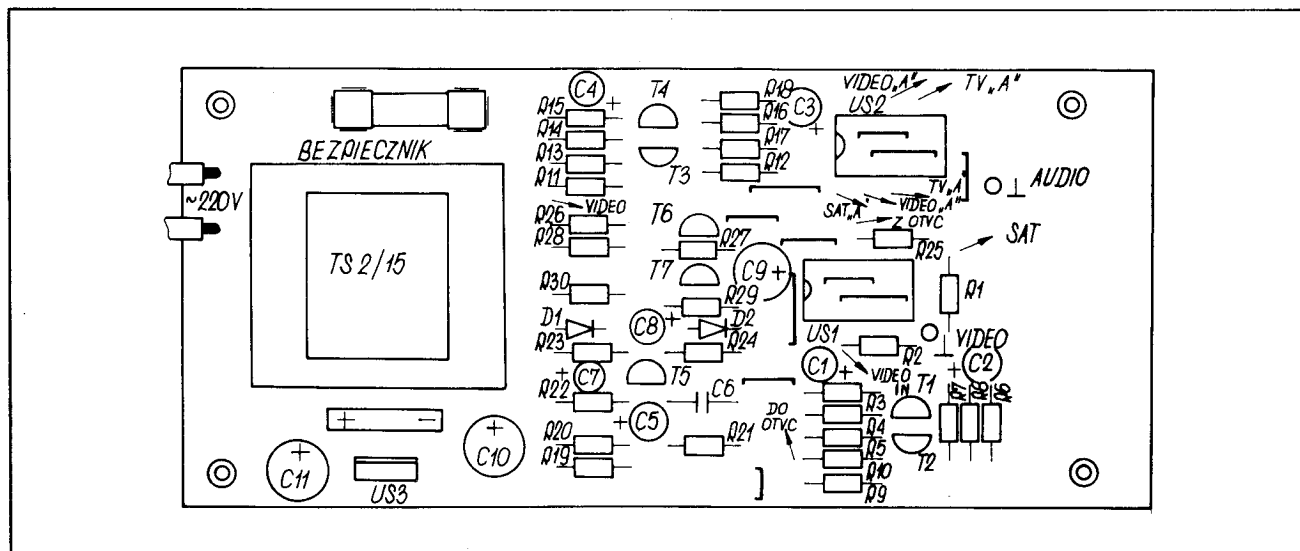
Obecność sygnału wizyjnego na wejściu SAT powoduje zatkanie tranzystora T7 i nasycenie tranzystora T6. Napięcia na ich kolektorach wynoszą wtedy odpowiednio: T6 – 0V i T7 – 7V. Przy braku sygnału sytuacja jest odwrotna: T6 – 8V, T7 – 0V.



Rys. 1 Schemat ideowy układu przełącznika



Rys. 2 Schemat płytki drukowanej



Rys. 3 Rozmieszczenie elementów

Napięcia z kolektorów tranzystorów T6 i T7 sterują pracą kluczy analogowych US1 i US2. Układ US1 przeprowadza komutację sygnałów wizyjnych, a US2 sygnałów AUDIO.

Sygnał SAT decyduje o przełączaniu kluczy analogowych, zatem ma on priorytet nad sygnałem VIDEO.

Sygnał SAT powoduje, że kucze 1–2 i 8–9 są zwarte, a klucze 3–4 i 10–11 rozwarte, w efekcie czego zostaje on doprowadzony przez szerokopasmowe wzmacniacze tranzystorowe do wyjść OTVC i VIDEO. Umożliwia to oglądanie programów satelitarnych na ekranie telewizora i równoczesne nagrywanie ich na magnetowidzie. Oba wzmacniacze są identyczne. Zapewniają one wzmacnienie kompensujące spadek amplitudy sygnału wynikający z impedancyjnego dopasowania wejść i wyjść za pomocą rezystorów 75Ω.

Dzięki zastosowaniu małych wartości rezystorów w kolektorach wzmacniaczy udało się uzyskać bardzo szerokie pasmo, ponad 6MHz. Zmieniając warto-

ści rezystorów R8 i R16 można regulować wzmacnienie wzmacniaczy w pewnych granicach.

Przy braku sygnału wizyjnego na wejściu SAT klucze 3–4 i 10–11 są zwarte, a klucze 1–2 i 8–9 rozwarte. Powoduje to połączenie magnetowidu z telewizorem co umożliwia zarówno odtwarzanie jak i nagrywanie programów.

Analogicznie przebiega sterowanie kluczy komutujących sygnał AUDIO. Dla tych sygnałów nie zachodzi konieczność ich wzmacnienia, co upraszcza układ.

Urządzenie jest zasilane ze stabilizowanego zasilacza 8V na układzie scalonym US3.

Przy montażu trzeba pamiętać o tym, aby ekrany wszystkich przewodów z sygnałami wizyjnymi przylutować do punktu masy VIDEO, a ekrany przewodów fonii do punktu masy AUDIO.

Poprawnie zmontowany układ działa od razu i nie wymaga uruchamiania.

Wykaz elementów

US1, US2	-	CD 4066 (MCY 74066)
US3	-	LM 7808 (UL 7508)
T1, T4, T6, T7	-	BC 238B lub dowolny NPN $h_{21} \leq 150$
T5	-	BC 238C lub dowolny NPN $h_{21} \leq 250$
T2, T3	-	BC 308B lub dowolny PNP $h_{21} \leq 100$
D1, D2	-	uniwersalna krzemowa np. BAVP 17÷21
PR1	-	GB 008 (GB 009, GB 010)
C1, C2, C3, C4, C5	-	10 μ F/16V typ 04/U
C6	-	220 pF/16V typ KSF-020
C7	-	1 μ F/63V typ 04/U
C8	-	22 μ F/16V typ 04/U
C9	-	100 μ F/16V typ 04/U
C10	-	220 μ F/16V typ 04/U

C11	-	470 μ F/16V typ 04/U
R1, R2, R10, R11, R25	-	75 Ω /0,125W
R3, R15	-	33 k Ω /0,125W
R4, R14	-	1,2 k Ω /0,125W
R5, R9, R12, R13, R24	-	100 Ω /0,125W
R6, R18, R21, R26, R28	-	10 k Ω /0,125W
R7, R17	-	510 Ω /0,125W
R8, R16, R19, R23	-	1 k Ω /0,125W
R20	-	51 k Ω /0,125W
R22	-	5,1 k Ω /0,125W
R27	-	47 k Ω /0,125W
R29	-	18 k Ω /0,125W
R30	-	100 k Ω /0,125W

płytką drukowaną nr 006

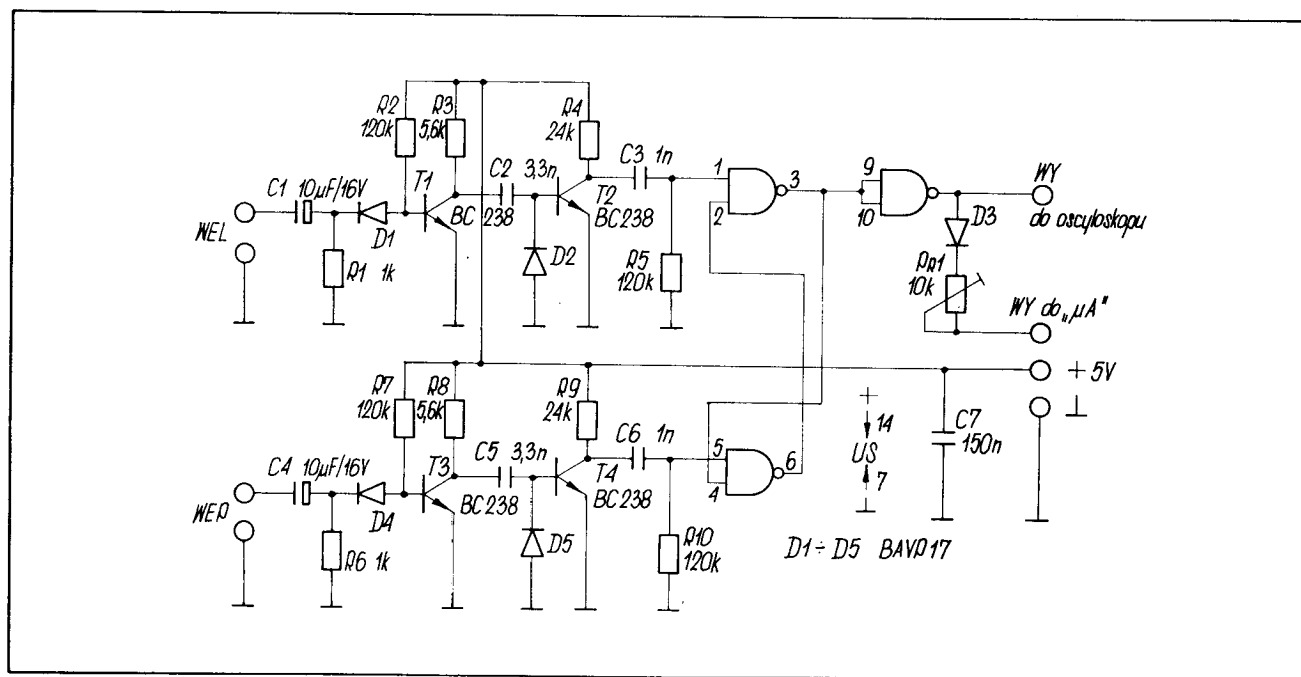
Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym. Cena 11 400 zł + koszty wysyłki.

mgr Jacek Gajewski ◇

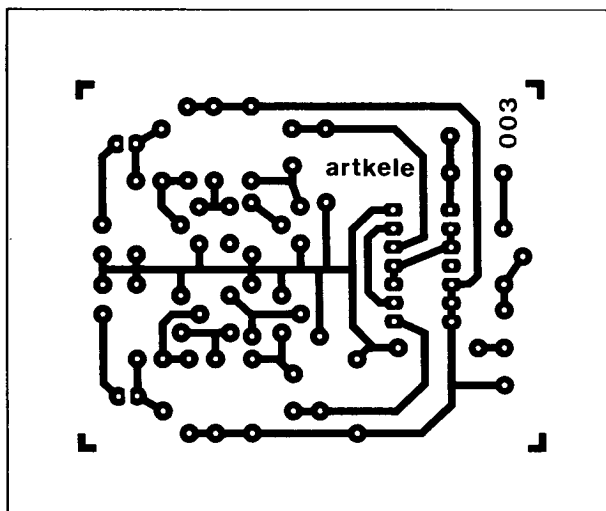
Regulacja skosu głowicy w magnetofonie z wykorzystaniem miernika fazy

Regulacja skosu głowicy w magnetofonie decyduje w dużym stopniu o uzyskaniu prawidłowych parametrów odtwarzania. Proponujemy mało znaną, ale bardzo dokładną metodę regulacji skosu polegającą na pomiarze różnicy faz sygnałów prawego i lewego kanału. Niezbędny do tego miernik fazy opisany jest w niniejszym artykule.

Na parametry elektroakustyczne magnetofonu zasadniczy wpływ ma stan głowicy uniwersalnej. Ulega ona jednak wcześniej lub później zużyciu. Wymiana głowicy nie następuje większych trudności zwłaszcza w magnetofonie kasetowym. Dlatego zachęcamy wszystkich amatorów, aby spróbowali we własnym zakresie wymienić zużyte głowice.



Rys. 1 Schemat ideowy miernika fazy

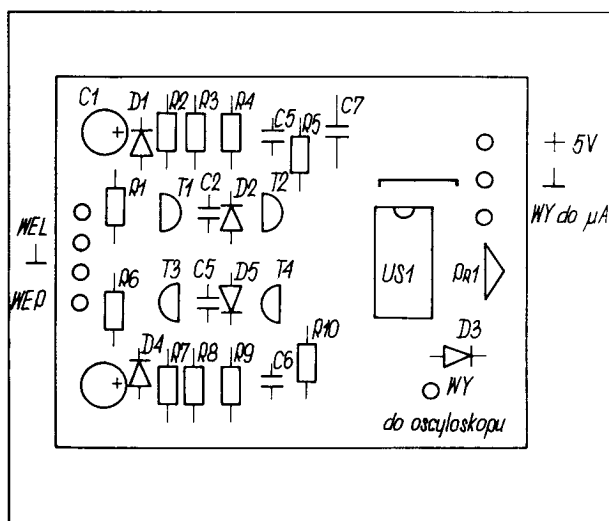


Rys. 2 Schemat płytki drukowanej

W pierwszej kolejności opiszemy układ miernika fazy, a później wykorzystanie go do regulacji skosu. Miernik ten nadaje się też do innych zastosowań.

Opis układu

Miernik fazy składa się z dwóch identycznych układów formujących zbudowanych na tranzystorach T1÷T4, oraz przerzutnika RS. W skład przerzutnika wchodzi dwie bramki NAND serii TTL. Na wyjściu przerzutnika umieszczony został inwerter, prostownik i mikroamperomierz analogowy.



Rys. 3 Rozmieszczenie elementów

Diody D1 i D4 formują ujemne półokty mierzonych przebiegów. Przy braku sygnałów na wejściach miernika tranzystory T1 i T3 znajdują się w stanie nasycenia, gdyż ich bazy są spolaryzowane w kierunku przewodzenia przez rezystory R2 i R7. W takim przypadku diody D1 i D4 są częściowo spolaryzowane prądami płynącymi w obwodach R2, D1, R1 oraz R7, D4, R6. Tranzystory T2 i T4 są w tym czasie odcięte (zatkane). Obydwa

wejścia przerzutnika RS są w stanie wysokim z uwagi na dużą wartość rezystorów R5 i R10.

Gdy do wejścia zostanie doprowadzony sygnał zmiennoprądowy tranzystory T1 i T3 zostaną zatkane dla ujemnych półokty przebiegu. Powoduje to pojawienie się na ich kolektorach dodatnich szpilek, które przez kondensatory C2 i C5 wysterują obwody baz tranzystorów T2 i T4. Diody D2 i D5 pozwalają na przeładowanie się kondensatorów w momencie zatkania tranzystorów T1 i T3.

Na kolektorach tranzystorów T2 i T3 pojawiają się ujemne szpilki, różniczkowane przez obwody C3, R5 i C6, R10. Otrzymane sygnały sterują pracą przerzutnika RS.

Sygnał z wejścia WE P powoduje ustawienie stanu wysokiego na zanegowanym (nóżka 8 US1) wyjściu przerzutnika RS, a sygnał z wejścia WE L kasuje przerzutnik. Zatem na wyjściu przerzutnika otrzymujemy ciąg impulsów o częstotliwości sygnału wejściowego i wypełnieniu zależnym od różnicy faz sygnałów.

Inwerter zapewnia separację pomiędzy przerzutnikiem, a ustrojem pomiarowym. Potencjometr P1 służy do kalibrowania miernika.

Miernik wskazuje kąt przesunięcia fazowego o jaki sygnał L jest opóźniony w stosunku do sygnału P. Zakres obejmuje przedział od 0÷360°. Skala wskazań jest liniowa. Zakres częstotliwości pracy wynosi od 50 Hz do 15 kHz, a czułość 200 mV.

Na rys. 4 przedstawiono przebiegi w punktach układu.

Montaż i uruchomienie

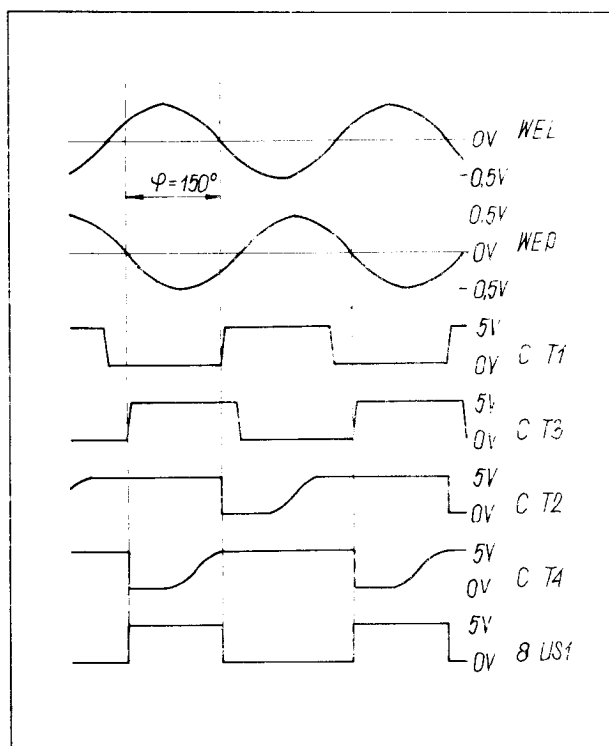
Miernik fazy zmontowano na płycie drukowanej (rys. 2 i 3), na której przewidziano też wyjście do podłączenia oscyloskopu.

Dla zapewnienia dużej dokładności wskazań diody D1 i D4 należy dobrać w parę. Wystarczającym kryterium jest równy spadek napięcia na diodach spolaryzowanych w kierunku przewodzenia prądem 100 μ A. Jako miernik można wykorzystać dowolny mikroamperomierz magnetoelektryczny lub miernik uniwersalny (analogowy) o czułości 100÷500 μ A.

Kalibrację przeprowadza się w sposób następujący. Potencjometr P1 ustawiamy w środkowym położeniu. Przy zwartym wejściu L na wejście P podajemy dowolny sygnał o częstotliwości 1÷10 kHz. Potencjometrem P1 regulujemy wychylenie miernika do końca skali, co odpowiada różnicy faz 360°.

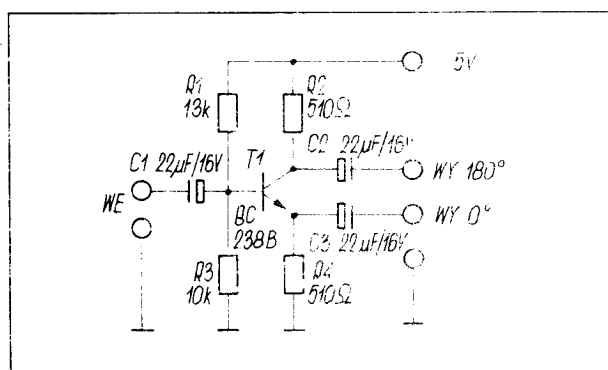
Regulacja skosu głowicy

Klasyczna metoda regulacji skosu głowicy polega na takim ustawieniu głowicy podczas odtwarzania kasety wzorcowej, aby uzyskać maksymalny poziom sygnału na wyjściu magnetofonu. Częstotliwość sygnału wykorzystywanego do regulacji skosu wynosi: 6,3 kHz dla taśm żelazowych i 10 kHz dla taśm chromowych, poziom nagranych sygnałów: -20 dB względem pełnego wysterowania.



Rys. 4 Przebiegi w punktach układu

Metoda ta ma dwie wady. Pierwsza z nich to problem ustalenia maksimum sygnału wyjściowego. Przy wyższych częstotliwościach spadek sygnału spowodowany stratami skosu jest wyraźniejszy (ma on ostrzejszy przebieg maksimum). Równocześnie wachania poziomu spowodowane niejednorodnością taśmy, nierównomiernością przesuwu, czy też błędami prowadzenia utrudniają znalezienie tego maksimum.



Rys. 5 Schemat ideowy inwertera

Drugą wadą jest mała czułość tej metody. Ma to szczególne znaczenie przy magnetofonach stereofonicznych, gdyż nawet małe "przekoszenie" głowicy prowadzi do powstania różnicy faz pomiędzy sygnałami prawego i lewego kanału. Objawia się to jako zmiana lokalizacji źródeł dźwięku.

Metoda regulacji skosu głowicy poprzez pomiar różnicy faz pozbawiona jest tych wad. Warunkiem powodzenia jest tylko staranność i precyzja regulacji, oraz

odpowiednia jakość głowicy uniwersalnej. Chodzi tu przede wszystkim o to, aby głowica nie posiadała przesunięcia szczelin lewego i prawego kanału. Przesunięcie takie dyskwalifikuje głowicę.

Do regulacji potrzebna jest kasetka z nagranyymi sinusoidalnymi sygnałami o częstotliwościach: 0.5, 1, 5, 10 kHz. Sygnały te powinny być nagrane na magnetofonie z prawidłowo wyregulowaną głowicą. Jako generator można wykorzystać układ z mostkiem Wiena (patrz PE 1/92).

Przy odtwarzaniu tak nagranej kasety poczynawszy od częstotliwości 500 Hz kręcimy śrubką regulacji skosu (śrubka mocująca głowicę od strony przy której nie ma "wideltek" prowadzących taśmę) starając się sprowadzić wskazówkę mikroamperomierza do jednego z skrajnych położenia. Regulację tą trzeba kolejno powtarzać dla wyższych częstotliwości. Poprawia się wtedy dokładność ustawienia skosu.

Na zakończenie jeszcze kilka uwag praktycznych. Podczas regulacji na skutek nierównomierności przesuwu taśmy, wskazówka miernika może zacząć przerywać się z jednego skrajnego położenia w drugie. Wygodne jest wtedy zastosowanie oscyloskopu. Przebieg oglądany na ekranie powinien mieć wypełnienie 0 lub 1.

Można też nagrać sygnał z przesunięciem fazy o 180° w jednym z kanałów.

Na rys. 5 przedstawiamy schemat inwertera, który można wykorzystać do tego celu. Prawidłowemu ustawieniu skosu odpowiada w takim przypadku wychylenie się wskazówki miernika dokładnie do połowy skali.

W magnetofonach z oddzielnymi głowicami odczytu i zapisu w pierwszej kolejności regulujemy skos głowicy odtwarzającej. Następnie zapisując sygnał z generatora, przy podłączonym mierniku fazy do wyjścia magnetofonu regulujemy skos głowicy zapisującej.

Drugą bardzo ważną czynnością podczas wymiany głowicy jest ustawienie wielkości prądu podkładu. Zagadnienie to poruszymy w następnym numerze.

Wykaz elementów

US1	-	UCY 7400
T1÷T4	-	BC 238 lub dowolny npn
D1÷D5	-	BAVP 17÷21
R1, R6	-	1 kΩ/0,125W
R2, R5, R7, R10	-	120 kΩ/0,125W
R3, R8	-	5,6 kΩ/0,125W
R4, R9	-	24 kΩ/0,125W
C1, C4	-	10 µF/16V typ 04/U
C2, C5	-	3,3 nF typ KSF-020
C3, C6	-	1 nF typ KFP
C7	-	150 nF typ MKSE-018-02
P1	-	10 kΩ typ 1232 "stojący"

płytki drukowanej nr 003

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Cena 4 400 zł + koszty wysyłki.

Szanowni Czytelnicy

Duża ilość listów docierających do naszej redakcji sprawia, że nie jesteśmy w stanie na wszystkie odpisać, dlatego też czynimy to obecnie.

Pierwsza grupa listów dotyczy możliwości zakupu naszego pisma. *Praktycznego Elektronika* można zakupić w kioskach RUCH-u na terenie całego kraju. Jeżeli do mniejszych miejscowości pismo nie dociera, prosimy o "naciski" na sprzedawców w kioskach, aby zamawiali nawet pojedyncze egzemplarze w lokalnych siedzibach firmy RUCH SA, kolportera pisma. W miarę powiększania się rzesz Czytelników będziemy też zwiększali nakład.

Prenumeratę *Praktycznego Elektronika* można będzie zamawiać od początku przyszłego roku, o czym uprzedzimy wszystkich odrębnym komunikatem i drukiem blankietu wpłat.

Druga grupa, to listy z zamówieniami płytek drukowanych. Otrzymujemy ich bardzo dużo i staramy się wysyłać zamówione płytki na bieżąco. Realizując sugestie Czytelników wprowadzamy numerację płytek drukowanych i na nią prosimy powoływać się przy zamówieniach. Zamówienia prosimy przysyłać na kartkach pocztowych z wyraźnie napisanym adresem zwrotnym. Prosimy nie przysyłać pieniędzy w listach, ani wpłacać ich na konto wydawnictwa. Należność za płytki jest pobierana przez listonosza w momencie dostarczenia przesyłki.

Wysyłkę płytek rozpoczynamy w momencie opublikowania ich w piśmie. Wszystkie zamówienia "na wyrost" zrealizujemy dopiero po ukazaniu się materiałów w *Praktycznym Elektroniku*. Związane jest to ze stroną techniczną cyklu produkcji.

Na razie nie prowadzimy sprzedaży wysyłkowej elementów, ale jesteśmy w trakcie rozmów z różnymi firmami, które powinny zaowocować wprowadzeniem takiej sprzedaży.

Serdecznie dziękujemy za listy z uwagami i sugestiami. Nadesłane propozycje tematów będziemy sukcesywnie wprowadzać w kolejnych numerach *Praktycznego Elektronika*.

W związku z dużym zainteresowaniem artykułem pt. Generator PAL redakcja przedstawi rozbudowaną wersję, opartą na opisanym układzie. Nowy generator wyposażymy w większą ilość testów, oraz modulację koloru w systemie SECAM.